FAUSTO
MONDANI

CORSO DI TECNICA
PROFESSIONALE

ELEMENTI DI RADIOTECNICA

CIRCUITI CON TUBI E CON TRANSISTORI

PER GLI ISTITUTI
PROFESSIONALI
E PER I TECNICI
RADIOMONTATORI

L. TREVISINI EDITORE - MILANO

ELEMENTI DI RADIOTECNICA

Dello stesso Autore:

Corso di Tecnica Professionale

Vol. 1° - ELEMENTI DI ELETTRONICA ED ELETTROTECNICA
L. Trevisini Editore - Milano

Vol. 2° - ELEMENTI DI RADIOTECNICA
Circuiti con tubi e con transistori
L. Trevisini Editore - Milano

CORSO DI TECNICA PROFESSIONALE

FAUSTO MONDANI

ELEMENTI DI RADIOTECNICA

CIRCUITI CON TUBI E CON TRANSISTORI

per gli Istituti Professionali
e per i Tecnici Radiomontatori

Volume Secondo

CASA EDITRICE L. TREVISINI
MILANO

INDICE DELLE MATERIE

CAP. 1° - ELETTROACUSTICA

CAP. 2° - COMPONENTI DEI CIRCUITI ELETTRONICI

CAP. 3° - STADI ALIMENTATORI E CIRCUITI DI POLARIZZAZIONE DEI TUBI TERMOIONICI E DEI TRANSISTORI

CAP. 4° - L'AMPLIFICAZIONE E STADI AMPLIFICATORI

CAP. 5° - LE OSCILLAZIONI ELETTRICHE E STADI OSCILLATORI

CAPITOLO PRIMO

Elettroacustica

I sistemi telefonici e radiotelefonici hanno lo scopo di trasmettere e di ricevere a distanza i suoni prodotti dalla voce umana, dagli strumenti musicali e da altre sorgenti sonore.

Ogni sistema deve dunque iniziare e terminare con apparecchi elettroacustici, atti alla trasformazione del suono in correnti variabili (microfoni) e alla trasformazione delle correnti variabili in onde sonore (ricevitori).

Di qui la necessità di dare qualche cenno di fisica acustica elementare e di elettroacustica.

1 - IL SUONO E SUA NATURA

Il suono è la causa delle sensazioni percepite dal nostro organo uditivo: l'orecchio. Esso è prodotto da sorgenti sonore e cioè da corpi elastici che, posti in vibrazione per mezzo di una energia meccanica impressa ad essi inizialmente, sono capaci di mettere in vibrazione il mezzo interposto tra la sorgente sonora e l'orecchio.

La sensazione uditiva proviene dalla percezione dell'energia emessa dalla sorgente sonora e trasmessa dal mezzo circostante.

Il suono dunque è dovuto a movimenti vibratori compiuti dai corpi che costituiscono la sorgente sonora.

I fenomeni vibratori possono classificarsi in:

a) fenomeni vibratori periodici;

b) fenomeni vibratori aperiodici.

A loro volta i primi possono essere:

1) periodici sinusoidali;

2) periodici non sinusoidali.

I fenomeni vibratori sinusoidali danno origine ai *suoni semplici*

e sono determinati da un moto armonico semplice; quelli non sinusoidali, ai quali corrispondono *suoni complessi o composti*, sono determinati da moti vibratori più complicati. Il teorema di Fourier (V.I - § 66) permette però di scomporli in una serie di vibrazioni sinusoidali, di cui una, detta *fondamentale* (o nota fondamentale), avente la frequenza minima e le altre, dette *armoniche* (o note armoniche), aventi frequenze multiple intere di quella fondamentale.

I fenomeni vibratori aperiodici ai quali corrispondono generalmente i *rumori*, non sono facilmente scomponibili, quindi non possono essere rigorosamente analizzati.

Esaminiamo ora la produzione del suono da parte di un diapason che, come è noto, è una sbarretta di acciaio piegata ad U.

La vibrazione di un corpo elastico è del tutto analoga all'oscillazione elettrica libera di un circuito oscillante (V.I - § 80).

In questo l'energia elettrica impressa inizialmente subisce una trasformazione alterna da energia elettrostatica, a cui corrisponde la massima tensione e corrente nulla, in energia elettromagnetica, a cui corrisponde la massima corrente e tensione nulla. Tale trasformazione dà origine nel circuito ad una oscillazione di corrente.

Analogamente, in un corpo elastico, l'energia meccanica impressa inizialmente subisce una trasformazione alterna da energia elastica, a cui corrisponde la massima deformazione e velocità nulla, in energia cinetica, a cui corrisponde la velocità massima e deformazione nulla. Tale trasformazione conferisce al corpo un moto vibratorio, cioè un moto alternato intorno alla posizione di riposo.

Inoltre, come in un circuito oscillante ideale e cioè privo di resistenza, le oscillazioni elettriche risultano persistenti, non essendovi dissipazione di energia, così in un corpo perfettamente elastico e cioè privo di attrito interno tra le molecole e di attrito esterno nel mezzo circostante, le vibrazioni sono persistenti.

In pratica però, anche se per vibrazioni di piccola ampiezza, come è il caso delle deformazioni provocate dal moto vibratorio in molti metalli e nei fluidi (come l'aria), gli attriti molecolari sono trascurabili, il moto vibratorio, a causa dell'attrito provocato dal mezzo entro il quale il corpo vibra, risulta smorzato, per cui gradatamente si estingue, come avviene per le oscillazioni elettriche di un circuito oscillante reale e cioè comprendente una resistenza elettrica.

Colpendo rapidamente con un martelletto una delle estremità del diapason, questo *suona* producendo una nota che va via via smorzandosi in un determinato tempo.

Toccando anche leggermente uno dei rebbi (bracci del diapason), il suono cessa e nel contatto ci accorgiamo che il diapason, mentre emetteva il suono, vibrava.

Il colpo dato con il martelletto determina una deformazione del diapason e cioè un avvicinamento dei rebbi, proporzionale all'intensità del colpo.

L'energia di deformazione impressa inizialmente viene immagazzinata dal corpo sotto forma di energia elastica, cioè di reazione elastica contrastante la deformazione stessa.

Cessata la forza pressochè istantanea di deformazione impressa dal colpo del martelletto, l'energia elastica, costituitasi nel corpo, provoca il movimento di allontanamento dei rebbi con velocità crescente, che raggiunge il massimo valore quando i rebbi raggiungono la posizione di riposo. In questo momento l'energia elastica è diventata nulla, mentre l'energia cinetica, che è andata costituendosi, assume il massimo valore.

Se non interviene una forza esterna di arresto del movimento, il moto dei rebbi continua con velocità decrescente fino ad annullarsi quando i rebbi si sono allontanati dalla posizione di riposo di una quantità uguale a quella di avvicinamento.

Avviene così una deformazione uguale e contraria alla precedente.

L'energia cinetica è ora nulla mentre è ridiventata massima, ma di segno contrario, l'energia elastica. Questa imprime allora ai rebbi un moto di riavvicinamento, cioè opposto a quello ora descritto, ma con le stesse vicende, per cui il diapason inizia e continua a vibrare intorno alla posizione di riposo a spese dell'energia impressagli inizialmente.

Il moto vibratorio durerebbe indefinitamente se non vi fossero delle cause di dissipazione di questa energia, sicchè in pratica la vibrazione va gradatamente smorzandosi.

Infatti anche se si può trascurare, come precedentemente detto, l'attrito molecolare, l'urto contro il mezzo che circonda il diapason (generalmente aria) implica una continua perdita di energia. Ed è proprio tale energia perduta dal corpo vibrante o meglio ceduta al mezzo circostante sotto forma di urto, che genera le *onde sonore* e la loro propagazione.

2 - PROPAGAZIONE E VELOCITÀ DEL SUONO

Affinchè il suono possa propagarsi, cioè possa giungere dalla sorgente sonora all'orecchio o ad un apparecchio ricevente, è necessario che tra l'una e l'altro esista un mezzo elastico atto a trasmettere le perturbazioni provocate dalle vibrazioni della sorgente sonora. Il mezzo può essere solido, liquido e aeriforme. Ma il caso più frequente è quello della propagazione del suono nell'aria per cui limitiamo il nostro studio a questo caso specifico.

Consideriamo ancora il diapason in regime di vibrazione, come rappresentato in fig. 1-1, e supponiamo che in un dato istante il rebbio 2 si muova nella direzione AB. Presa una piccola zona della superficie laterale della sbarretta o elemento di superficie, l'aria ad essa adiacente viene compressa e a sua volta produce una compressione in porzioni di aria sempre più lontane dal rebbio. Si ha così un'*onda di compressione* che si propaga nell'aria partendo dal rebbio.

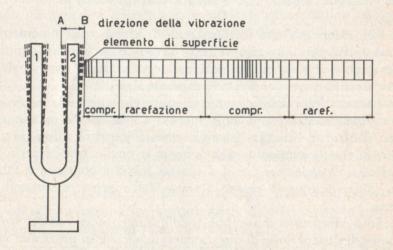



Fig. 1-1 - Le vibrazioni del diapason producono nell'aria una successione di onde di compressione e di onde di rarefazione

Questo, raggiunta la posizione B di massimo spostamento, comincia a ritornare indietro nella direzione BA, provocando una rarefazione dell'aria. Tale rarefazione si trasmette a porzioni di aria sempre

più lontane e dà luogo ad un'*onda di rarefazione* che si propaga nell'aria seguendo l'onda di compressione.

Se il rebbio continua a vibrare, le alterne rarefazioni e compressioni, per la continuità del mezzo che circonda il diapason, si ripetono con la frequenza della vibrazione, e l'aria circostante diventa sede di una perturbazione dovuta ad una successione di onde di compressione e di onde di rarefazione, che costituisce le *onde sonore.*

Se la sorgente sonora è costituita da una sferetta pulsante, il cui raggio subisce cioè alternativamente aumenti e diminuzioni regolari, le onde sonore che si propagano in un mezzo omogeneo e isotropo, si dicono sferiche perchè costituite da una successione di strati di compressione e di rarefazione, evidentemente di forma sferica.

In pratica, data una qualsiasi forma della sorgente delle vibrazioni, le onde sonore si avvicinano tanto più alla forma sferica quanto più si allontanano dalla sorgente.

Le direzioni di vibrazione delle particelle di aria, cioè le direzioni delle compressioni e delle rarefazioni, coincidono comunque con le direzioni di propagazione dell'onda sonora e per questo le onde sonore si dicono di tipo *longitudinale*, per distinguerle da altre perturbazioni, dette di tipo *trasversale*, quali sono le onde che si formano alla superficie di un liquido quando la caduta di un oggetto ne turba la quiete.

Infatti un corpuscolo posto nell'aria circostante una sorgente sonora, viene dalle onde sonore trascinato in moto vibratorio nelle direzioni di propagazione delle onde, mentre se posto sulla superficie di un liquido, sede di perturbazioni ondose, viene sollevato ed abbassato perpendicolarmente, cioè trasversalmente alla direzione di propagazione delle onde.

Il suono si propaga sotto forma di onde longitudinali solo nei gas e nei liquidi, mentre nei solidi si propaga anche trasversalmente.

La velocità di propagazione delle onde sonore, e quindi il tempo che il suono impiega a propagarsi dalla sorgente al ricevitore, dipende dallo stato e dalle proprietà fisiche del mezzo, dalla temperatura e dalla pressione.

La velocità v del suono in un mezzo gassoso si calcola mediante la formula

$$v = K \frac{p}{d} \qquad \text{m/sec} \qquad (1\text{-}1)$$

dove K è una costante fisica che varia da un gas all'altro (per l'aria vale 1,41 se v deve essere espresso in m/sec), p è la pressione espressa in Kg/m^2 e d la densità espressa in Kg/m^3.

Tabella n. 1 - Velocità del suono in alcuni mezzi

Mezzo	Velocità in m/sec.	Mezzo	Velocità in m/sec.
Aria a 20°C	343	Alluminio	5.100
Acqua	1.435	Ferro	5.000
Legno di olmo	1.013	Ottone	3.500
Legno di frassino	4.670	Marmo	3.800
Cristalli di quarzo	6.000	Vetro	5.120

La velocità di propagazione del suono nell'aria alla temperatura di 20°C, alla pressione barometrica normale è di 343 m/sec circa ed aumenta di circa 0,50 m/sec per ogni grado fino ai 40°C.

Nella tabella n. 1 sono riportate le velocità del suono in alcuni mezzi più comuni.

3 - CARATTERI DISTINTIVI DEI SUONI

Di ogni sensazione sonora il nostro orecchio riesce a distinguere tre caratteristiche: l'*intensità*, l'*altezza* e il *timbro*.

Le vibrazioni di un corpo sono rappresentabili con un diagramma cartesiano in cui le ascisse indicano i tempi e le ordinate gli spostamenti del corpo vibrante rispetto alla posizione di riposo.

Abbiamo già detto che il fenomeno vibratorio determinante un suono semplice o puro è rappresentabile con una sinusoide, mentre il fenomeno vibratorio che produce un suono complesso o composto è rappresentabile con una curva periodica non sinusoidale. Tali curve sono allora compiutamente definite dall'ampiezza (valore dell'ordinata massima), dal periodo (o dal suo inverso: la frequenza) e dalla forma (solo per i suoni composti).

Ogni suono è pertanto caratterizzato da:

a) **L'intensità o ampiezza o volume.** Un suono è tanto più intenso quanto più forte è la sensazione sonora percepita dal nostro orecchio.
L'intensità dipende dall'ampiezza di oscillazione delle particelle d'aria investite dalla perturbazione sonora nel punto in cui si effettua l'ascolto. Ad oscillazioni di maggiore ampiezza corrispondono suoni più intensi.
L'intensità può essere allora misurata dalla pressione massima che l'onda sonora esercita sulle particelle di aria (pressione acustica), od anche dall'energia del loro moto vibratorio.
Tale intensità energetica trasmessa dalla sorgente sonora all'aria va indebolendosi via via che ci si allontana dalla sorgente; conseguentemente diminuisce anche l'ampiezza di vibrazione del mezzo. Più propriamente l'intensità del suono, misurata perpendicolarmente alla propagazione, è inversamente proporzionale al quadrato della distanza dalla sorgente sonora.

b) **L'altezza o acutezza o tono.** Un suono è tanto più acuto, o più alto, quanto maggiore è la frequenza delle oscillazioni che l'hanno prodotto, o quanto più breve è il tempo, o periodo, dell'oscillazione o quanto più piccola è la lunghezza d'onda, intendendo per lunghezza d'onda la distanza percorsa dall'onda sonora in un periodo, cioè il rapporto tra la velocità di propagazione del suono e la frequenza.
L'altezza del suono, e quindi la frequenza dell'onda sonora, coincide con la frequenza delle vibrazioni della sorgente sonora e pertanto è indipendente dal mezzo in cui avviene la propagazione ondosa.

c) **Il timbro o forma.** L'orecchio distingue la differenza tra la nota emessa, p.e., da un violino e la nota emessa con uguale intensità e con uguale altezza da un pianoforte. Ciò dipende dal fatto che le due note, prodotte dai due diversi strumenti, hanno forma ondosa diversa perchè dovute a due diverse vibrazioni periodiche non sinusoidali. Si dice che le due note hanno timbro diverso.
Sappiamo però che una forma d'onda periodica non sinusoidale è scomponibile in un numero indefinito di grandezze sinusoidali o armoniche, delle quali la prima o dominante è chiamata fondamentale e le altre, aventi frequenza multipla intera della prima, sono chiamate armoniche superiori.

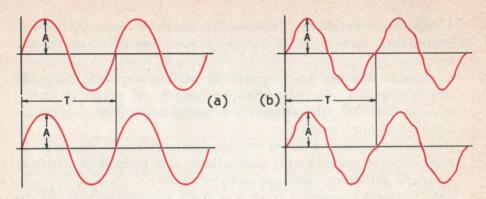



Fig. 1-2 - Diagramma di due suoni puri (a) e composti (b) di uguale intensità o ampiezza, di uguale altezza o frequenza e di uguale timbro o forma

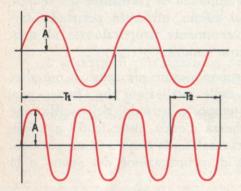



Fig. 1-3 - Diagramma di due suoni puri di uguale intensità, ma di altezze diverse

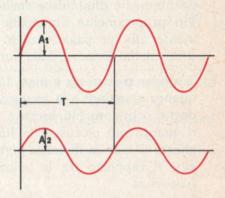



Fig. 1-4 - Diagramma di due suoni puri di uguale altezza, ma di intensità diverse

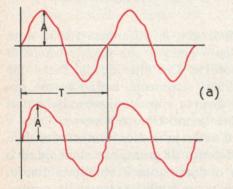
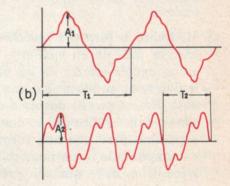



Fig. 1-5 - Diagramma di due suoni composti uguali di intensità e di altezza, ma di timbri diversi (a), e di due suoni diversi di intensità, di altezza e timbro (b)

L'intensità e l'altezza del suono composto sono definite rispettivamente dall'ampiezza e dalla frequenza della fondamentale, mentre il timbro è dovuto al numero, all'ampiezza e alla frequenza delle armoniche componenti la curva periodica e che da caso a caso producono sul nostro orecchio sensazioni sonore diverse.

I tre caratteri distintivi del suono possono essere efficacemente illustrati ricorrendo ai diagrammi cartesiani relativi al moto di una particella vibrante del mezzo.

Nella fig. 1-2 sono riportati i diagrammi di due suoni uguali puri (a) e composti (b), aventi cioè uguale intensità o ampiezza, uguale altezza o frequenza e uguale timbro o forma.

La fig. 1-3 rappresenta i diagrammi di due suoni armonici (puri) aventi uguale intensità, ma altezza diversa. Il suono (a) è più grave del suono (b).

In fig. 1-4 sono riportati i diagrammi di due suoni puri aventi uguale altezza, ma intensità diverse. Il suono (a) è più intenso del suono (b).

In fig. 1-5 sono rappresentati i diagrammi di due suoni composti aventi uguale intensità, uguale altezza, ma timbri diversi (a), e di due suoni aventi intensità, altezza e timbro diversi (b).

4 - SENSAZIONI SONORE E RELATIVE VALUTAZIONI

Le sensazioni che il nostro orecchio può ricevere variano con i caratteri distintivi dei suoni e cioè con la frequenza e soprattutto con l'intensità.

I limiti di udibilità dipendono innanzi tutto dalla frequenza.

L'orecchio umano medio percepisce i suoni nell'intervallo di frequenza tra 20 e 16.000 Hz. I suoni aventi frequenze più basse e più alte non sono udibili e vengono denominati rispettivamente *infrasuoni* ed *ultrasuoni*.

Nella tabella n. 2 sono riportate, a titolo orientativo, le bande di frequenza dei principali strumenti musicali e della voce umana.

Tabella n. 2 - Banda di frequenza di alcuni suoni

Strumento	Banda in Hz	Strumento	Banda in Hz
Parola maschile	100- 7.000	Pianoforte	70-5.000
Parola femminile	180- 9.800	Flauto	260-9.000
Sassofono	50- 8.000	Clarinetto	160-7.000
Violino	190- 2.100	Cornetta	170- 925
Oboe	250-14.000	Trombone	80-7.000

È importante osservare fin d'ora che per ottenere una buona riproduzione è sufficiente che i sistemi di trasmissione lascino passare una banda di frequenza più stretta di quella dei suoni sopra indicati e precisamente da 100 a 5.000 Hz per le radiodiffusioni e da 250 a 3.000 Hz per le comunicazioni telefoniche. In quest'ultimo caso infatti, più che l'alta qualità della riproduzione, interessa l'intelligibilità della parola.

La sensazione uditiva dipende anche dall'intensità del suono, cioè dall'energia sonora incidente nell'unità di tempo sull'unità di superficie normale alla direzione di propagazione.

L'intensità sonora si misura in erg / (cm^2 sec) oppure in microwatt / cm^2. È evidente che per intensità sonora s'intende anche la potenza totale incidente una superficie unitaria del fronte d'onda.

Occorre però distinguere l'*intensità oggettiva o fisica* di un suono (intensità energetica dell'onda sonora che produce lo stimolo), dall'intensità *soggettiva* o *fisiologica* (intensità energetica della sensazione che riceve l'orecchio). Quest'ultima cresce con l'aumentare dell'intensità fisica, ma non proporzionalmente. Entro ristretti limiti, se l'intensità fisica cresce secondo le potenze intere di 10, ossia secondo la serie:

1 10 100 1.000 10.000 100.000 1.000.000

l'intensità fisiologica, cioè l'intensità della sensazione percepita dall'orecchio medio, cresce secondo la serie:

0 1 2 3 4 5 6

Sappiamo che i termini di quest'ultima serie rappresentano il logaritmo, in base 10, del corrispondente termine della prima serie.

Si ha cioè che l'intensità fisiologica della sensazione uditiva cresce secondo il logaritmo dell'intensità fisica (legge di Weber-Fechner).

Inoltre la sensazione uditiva, a parità di intensità fisica del suono, varia con il variare della frequenza, per cui due suoni di uguale intensità fisica, ma di frequenza diversa, producono sensazioni di differente intensità fisiologica.

Il minimo valore dell'intensità fisica del suono che il nostro orecchio è capace di avvertire prende il nome di *soglia di udibilità inferiore* e varia in funzione della frequenza secondo la curva (b) della fig. 1-6, nella quale, in scala logaritmica, sono riportate sull'asse delle ordinate le intensità fisiche, espresse in microwatt/cm² e sull'asse delle ascisse le frequenze espresse in Hz.

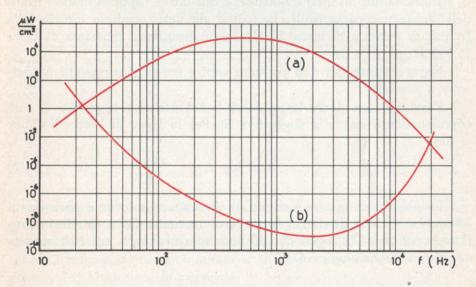



FIG. 1-6 - Audiogramma normale medio

Al crescere dell'intensità energetica aumenta la sensazione uditiva, finchè si giunge ad una intensità fisica capace di produrre all'orecchio una sensazione di dolore. Vi è dunque un limite superiore di udibilità, detto *soglia del dolore*, anch'esso variabile con la frequenza.

La curva (a) della fig. 1-6 rappresenta appunto la variazione dell'intensità fisica cui corrisponde la soglia del dolore, in funzione della frequenza.

Dall'esame delle curve si nota che la soglia di udibilità inferiore presenta il suo minimo valore (e perciò l'orecchio presenta la massima sensibilità) per suoni della frequenza di 2.000 Hz circa, corrispondenti ad una intensità di soglia di circa $10^{-9}\mu W/cm^2$ che è una quantità di energia estremamente piccola.

Il massimo valore della soglia superiore di udibilità si ha per i suoni della frequenza di circa 900 *Hz* corrispondenti ad una intensità di circa $10^5\mu W/cm^2$, mentre per la stessa frequenza di 2.000 *Hz* corrispondente alla intensità minima di soglia, si ha un'intensità massima di circa $10^4\mu W/cm^2$.

Pertanto i limiti di udibilità, alla frequenza di 2.000 *Hz*, si hanno per variazioni di 10^{13} unità.

Infine i punti di intersezione delle due curve rappresentano i limiti delle frequenze percettibili che, come già detto, cadono intorno alla frequenza minima di circa 20 *Hz* e alla frequenza massima di circa 16.000 *Hz*.

Naturalmente tali dati possono subire notevoli variazioni da persona a persona.

Possiamo ora porre la relazione tra l'intensità oggettiva J_1 e la corrispondente intensità soggettiva S_1. Per la legge di Weber-Fechner si ha:

$$S_1 = log\ J_1 \qquad (1\text{-}2)$$

La misura di tale sensazione ha significato solo se è paragonata ad una sensazione di riferimento. Come intensità fisica di riferimento può essere presa la soglia di udibilità inferiore Jo, a cui corrisponde una intensità fisiologica So:

$$So = log\ Jo$$

Il livello della sensazione S è dato evidentemente dalla differenza tra le due sensazioni S_1 e So:

$$S = S_1 - So = log\ J_1 - log\ Jo = log \frac{J_1}{Jo} \qquad (1\text{-}3)$$

e cioè dal logaritmo del rapporto tra le due intensità.

Esso si misura in *bel* (*B*).

In pratica si usa però il *decibel* (*dB*) che è la decima parte del *bel* e quindi il numero che esprime il livello di sensazione in *decibel* è 10 volte maggiore:

$$S = 10\ log \frac{J_1}{Jo} \qquad decibel \qquad (1\text{-}4)$$

Se al posto del logaritmo in base 10 viene assunto il logaritmo naturale, il livello viene misurato in *neper* che evidentemente è legato al *decibel* dalla relazione

$$1\ neper = 8{,}686\ decibel$$

Il livello massimo udibile *Smx*, espresso in *decibel*, e cioè il paragone tra la sensazione corrispondente alla soglia di udibilità inferiore e la sensazione corrispondente alla soglia del dolore, prese alla frequenza di 2.000 Hz, è:

$$Smx = 10\ log \frac{Jmx}{Jo} = 10\ \log \frac{10^4}{10^{-9}} = 10\ \log\ 10^{13} = 130\ dB$$

In campo elettroacustico, la legge di Weber-Fechner viene applicata anche alle potenze, alle tensioni e alle correnti che sono la causa oppure l'effetto, diretti od indiretti, delle intensità del suono. In tal caso il livello può essere chiamato anche *guadagno* rispettivamente di potenza, di tensione e di corrente.

Prendendo come base la potenza *P*, il livello *Sp* viene riferito convenzionalmente ad una potenza *Po* di 6 *mW* (usata soprattutto in America), oppure di 1 *mW*, corrispondente a zero *decibel* e cioè ad un livello zero.

a) per $Po = 1mW$

$$Sp = 10\ log \frac{P}{Po} = 10\ log \frac{P}{10^{-3}} = 30 + 10\ log\ P \qquad (1\text{-}5)$$

b) per $Po = 6\ mW$

$$Sp = 10\ log \frac{P}{Po} = 10\ log \frac{P}{6.10^{-3}} = 30 + 10\ log \frac{P}{6} \qquad (1\text{-}6)$$

Se P è maggiore di Po si hanno livelli o guadagni positivi; se P è minore di Po si hanno livelli o guadagni negativi.

Al fine però di evitare l'uso delle caratteristiche logaritmiche negative, nella relazione di Weber-Fechner si pone sempre al numeratore la potenza maggiore, onde ottenere un numero positivo di *decibel.*

Dall'osservazione delle due potenze è facile poi ricavare se il guadagno è positivo o negativo e cioè se un suono rispetto ad un altro ha provocato un aumento o una diminuzione di sensazione uditiva. Nel secondo caso basta mettere il segno meno davanti al numero ottenuto.

Evidentemente il concetto di guadagno va esteso anche al rapporto tra due qualsiasi potenze P_1 e P_2.

$$Sp = 10\ log \frac{P_1}{P_2} \qquad (1\text{-}7)$$

dove Sp esprime il livello della potenza P_1 rispetto alla potenza P_2 presa come termine di riferimento.

Nel caso di una normale apparecchiatura elettrica che, a causa della potenza in essa dissipata, assorbe una potenza P_1 sempre maggiore della potenza P_2 di uscita, è valida la (1-7) e il guadagno di potenza è negativo. Nel caso invece di uno stadio amplificatore, in cui la potenza P_1 di entrata è minore della potenza P_2 di uscita, il guadagno è positivo e si calcola con l'espressione

$$Sp = 10\ log \frac{P_2}{P_1} \qquad (1\text{-}8)$$

Così, se V_1, R_1 e I_1, sono rispettivamente la tensione, la resistenza e la corrente di ingresso e V_2, R_2 e I_2 sono la tensione, la resistenza e la corrente di uscita di un amplificatore, il livello o guadagno di tensione Sv e di corrente Si, vengono dati dalle seguenti espressioni:

a) ricordando che $P = V^2/R$, il guadagno di tensione Sv è dato da:

$$Sv = 10\ log \frac{P_2}{P_1} = 10\ log \frac{\frac{V_2^2}{R_2}}{\frac{V_1^2}{R_1}} = 10\ log \frac{V_2^2}{V_1^2} \frac{R_1}{R_2} =$$

$$= 10\ log \frac{V_2^2}{V_1^2} + 10\ log \frac{R_1}{R_2} = 20\ log \frac{V_2}{V_1} + 10\ log \frac{R_1}{R_2} \qquad (1\text{-}9)$$

b) ricordando che $P = R\ I^2$, il guadagno di corrente Si è dato da:

$$Si = 10\ log \frac{P_2}{P_1} = 10\ log \frac{I_2^2\ R_2}{I_1^2\ R_1} = 10\ log \frac{I_2^2}{I_1^2} + 10\ log \frac{R_2}{R_1} =$$

$$= 20\ log \frac{I_2}{I_1} + 10\ log \frac{R_2}{R_1} \qquad (1\text{-}10)$$

Per $R_1 = R_2$, l'ultimo termine del secondo membro diventa nullo, per cui si ha:

$$Sv = 20\ log \frac{V_2}{V_1} \quad \text{e} \quad Si = 20\ log \frac{I_2}{I_1} \quad decibel \qquad (1\text{-}11)$$

Noto il guadagno Sp e il valore di una delle due potenze di un amplificatore, il valore dell'altra potenza si ricava dalla (1-8).

a) Noti Sp e P_1, la potenza P_2 è data da:

$$Sp = 10\ log\ P_2 - 10\ log\ P_1$$

$$Sp + 10\ log\ P_1 = 10\ log\ P_2$$

$$log\ P_2 = \frac{Sp + 10\ log\ P_1}{10} \quad \text{da cui si ricava } P_2 \qquad (1\text{-}12)$$

b) Noti Sp e P_2, la potenza P_1 è data da:

$$Sp = 10 \log P_2 - 10 \log P_1$$

$$10 \log P_1 = 10 \log P_2 - Sp$$

$$\log P_1 = \frac{10 \log P_2 - Sp}{10} \quad \text{da cui si ricava } P_1 \qquad (1\text{-}13)$$

Analogamente dalla (1-9) e dalla (1-10) si può ricavare il valore rispettivamente della tensione e della corrente di entrata o di uscita, noti il guadagno, l'altra tensione e l'altra corrente di uscita o di entrata e le resistenze R_1 e R_2.

Esempi numerici

1) Un amplificatore fornisce una potenza P_2 di uscita di 1.000 watt con un guadagno di 20 dB. Calcolare la potenza P_1 di entrata.

Soluzione

Applicando la (1-13) si ha:

$$\log P_1 = \frac{10 \log P_2 - Sp}{10} = \frac{10 \log 1.000 - 20}{10} = \frac{10 \cdot 3 - 20}{10} = 1$$

Per $\log P_1 = 1$, P_1 è 10, per cui la potenza di entrata è di 10 watt.

2) Un amplificatore avente la resistenza di entrata $R_1 = 0{,}1$ megaohm e la resistenza di uscita $R_2 = 1.000$ ohm, con una tensione di entrata $V_1 = 10\ mV$ dà una tensione di uscita $V_2 = 10\ V$. Calcolare il guadagno di tensione in *decibel*.

Soluzione

Applicando la (1-9) si ottiene:

$$Sv = 20 \log \frac{V_2}{V_1} + 10 \log \frac{R_1}{R_2} = 20 \log \frac{10}{0{,}01} + 10 \log \frac{100.000}{1.000} =$$

$$= 20 \log 1.000 + 10 \log 100 = 20 \cdot 3 + 10 \cdot 2 = 80 \textit{ decibel}$$

5 - ORGANI DELLA VOCE E DELL'UDITO

L'organo della voce è costituito essenzialmente dalla laringe che è il vestibolo dell'albero respiratorio.

In essa, disposte trasversalmente, vi sono quattro membrane: due superiori (false corde vocali), e due inferiori che sono le vere corde vocali, le quali lasciano fra di loro una apertura di forma triangolare detta glottide. La distanza tra le corde vocali si può regolare a volontà per mezzo di un sistema di muscoli: in condizioni normali la glottide è ampia; quando invece ha luogo l'emissione della voce, le corde si tendono e la glottide si riduce ad una fenditura strettissima attraverso cui passa l'aria spinta dai polmoni, la quale fa vibrare le corde stesse.

Tale moto vibratorio si comunica all'aria contenuta nelle cavità adiacenti alla laringe: cavità della bocca, cavità nasali e la retrobocca che fanno da cassa armonica e modificano il suono emesso dalle corde vocali in modo diverso con la diversa forma o atteggiamento soprattutto della cavità boccale.

L'orecchio che è l'organo dell'udito, è un ricevitore atto a distinguere suoni di svariate frequenze e intensità.

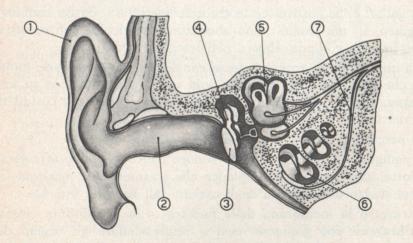



FIG. 1-7 - L'orecchio umano: (1) padiglione, (2) condotto uditivo, (3) membrana timpanica, (4) catena di ossicini, (5) canali semicircolari, (6) chiocciola, (7) nervo acustico

Si suole dividere in tre parti: l'orecchio esterno, medio e interno.

L'orecchio esterno comprende il padiglione e il condotto uditivo; termina con la membrana timpanica.

L'orecchio medio, o cassa timpanica, è una piccola cavità piena di aria che comunica per mezzo di un condotto, detto Tromba di Eustachio, con la retrobocca: in tal modo la pressione sulle due facce della membrana timpanica risulta uguale.

Internamente all'orecchio medio si trova la catena degli ossicini: martello, incudine e staffa.

Il martello si appoggia da una parte sulla membrana timpanica, dall'altra è vincolato all'incudine che a sua volta è unita alla staffa, la quale si appoggia con la sua base sulla membrana della finestra ovale, apertura che immette nell'orecchio interno.

L'orecchio interno, o labirinto, è un complicatissimo sistema di gallerie scavate nell'osso temporale del cranio; è ripieno di un liquido detto endolinfa.

Esso comunica con l'orecchio medio attraverso due aperture: la finestra ovale e la finestra rotonda, chiuse da sottili membrane, e comprende tre parti: il vestibolo, i canali semicircolari e la chiocciola.

La parte veramente adibita al senso acustico è la chiocciola nella quale si trova il ramo principale del nervo acustico.

La galleria che costituisce la chiocciola è divisa, da un tramezzo cartilagineo, in due canali: uno sbocca nel vesticolo, l'altro, attraverso la finestra rotonda, sbocca nell'orecchio medio.

Tra questi due, si trova un terzo canale, il canale cocleare, molto stretto che percorre tutta la chiocciola e nel quale, distese su una membrana, si trovano le terminazioni del nervo acustico, i cosiddetti organi del Corti.

La percezione dei suoni avviene nel seguente modo.

Il padiglione raccoglie le onde sonore convogliandole, attraverso il condotto, alla membrana timpanica che trasmette le vibrazioni sonore, per mezzo della catena degli ossicini, all'orecchio interno.

Attraverso la membrana della finestra ovale, l'endolinfa risente delle vibrazioni che giungono così a impressionare gli organi del Corti che, secondo l'ipotesi di Helmholtz, si comportano come tanti piccoli risonatori, ciascuno dei quali può entrare in vibrazione solamente per un suono di una determinata frequenza.

6 - LE DISTORSIONI

I dispositivi elettroacustici, cioè i sistemi atti alla trasformazione del suono in variazioni di corrente e delle variazioni di corrente in suono, come pure i circuiti attraverso i quali passano i segnali elettrici, causano sempre un cambiamento della forma d'onda del segnale acustico od elettrico, causano cioè delle distorsioni.

Queste distorsioni possono essere:

a) **Distorsioni di ampiezza o di non linearità.** Dipendono dalla non linearità di comportamento di qualche elemento meccanico od elettrico del dispositivo elettroacustico o del circuito che introduce nel segnale originale da riprodurre suoni estranei, cioè nuove armoniche, che ne causano la deformazione. Tale distorsione di forma non può essere tollerata se supera un certo valore, per cui deve essere in tal caso corretta.

b) **Distorsioni di frequenza o lineari.** Sono dovute alla differente attenuazione che subiscono le componenti di diversa frequenza che costituiscono il segnale. Si hanno quando il dispositivo elettroacustico o il circuito, anzichè riprodurre in modo lineare tutte le frequenze, presenta una buona risposta per una determinata gamma di frequenze e una risposta piuttosto scadente per altre frequenze, normalmente più basse o più alte.

c) **Distorsioni di fase.** Si hanno quando le singole frequenze costituenti il segnale d'entrata subiscono, attraverso il dispositivo elettroacustico o il circuito, uno sfasamento l'una rispetto all'altra. Questo tipo di distorsione in genere non è però percettibile dall'orecchio umano.

7 - GENERALITÀ SUI MICROFONI

I sistemi di amplificazione del suono e di trasmissione del suono a distanza, iniziano in genere con un mezzo elettroacustico (o trasduttore elettroacustico), detto *microfono*, capace di convertire le onde sonore in oscillazioni elettriche di corrente e di tensione.

Più propriamente, il microfono è un trasformatore di energia acustica in energia meccanica e di energia meccanica o in energia elettrica o in variazioni di tensione e di corrente.

La trasformazione delle vibrazioni acustiche in vibrazioni meccaniche è realizzata, nella maggior parte dei casi, per mezzo di una sottile membrana, simile al timpano dell'orecchio umano.

La trasformazione delle vibrazioni meccaniche in variazioni di tensione e di corrente elettrica, corrente microfonica, viene realizzata in diversi modi, sfruttando cioè vari principi elettrofisici, in base ai quali vengono distinte le seguenti categorie di microfoni:

a) microfoni basati sull'effetto resistivo, nei quali le vibrazioni meccaniche della membrana vengono trasformate in variazioni della resistenza elettrica (microfoni a carbone);

b) microfoni basati sull'effetto elettrostatico, nei quali le vibrazioni meccaniche della membrana vengono trasformate in variazioni della capacità elettrostatica (microfoni a condensatore);

c) microfoni basati sull'effetto dell'induzione elettromagnetica, nei quali le vibrazioni meccaniche provocano delle tensioni elettriche (microfoni elettrodinamici ed elettromagnetici);

d) microfoni basati sull'effetto piezoelettrico, nei quali le vibrazioni meccaniche di particolari cristalli provocano delle tensioni elettriche.

I microfoni, qualunque sia il principio elettrofisico su cui si basa il loro funzionamento, per il fatto di costituire il primo elemento di un sistema elettronico di trasmissione del suono, devono possedere alcune peculiari caratteristiche atte ad ottenere una riproduzione sonora di alta qualità.

Le caratteristiche fondamentali di un microfono sono:

1) *la sensibilità*, cioè l'attitudine a dare, anche per deboli variazioni dell'onda sonora agente sulla membrana, elevate variazioni della tensione elettrica di uscita;

2) *la fedeltà*, cioè l'attitudine a riprodurre sotto forma elettrica le variazioni dell'onda sonora, vale a dire l'attitudine a sviluppare una tensione costante di uscita per qualunque suono di frequenza

variabile nella gamma udibile, che determini una pressione sonora costante alle varie frequenze, in modo che la tensione di uscita risulti l'esatta immagine delle variazioni della pressione acustica agente sul microfono.

La fedeltà del microfono viene in genere limitata da diverse cause:

a) Dalle proprietà non lineari del sistema acustico del microfono, dalle quali dipendono le caratteristiche di risposta di frequenza. La membrana dovrebbe infatti vibrare, a parità di pressione acustica, con uguale ampiezza, indipendentemente dalla frequenza. In realtà, sia la membrana che lo strato di aria compreso nella cavità esistente vicino ad essa, entrano in risonanza ciascuno per una determinata frequenza, producendo vibrazioni di maggiore ampiezza (maggiore sensibilità) su tali frequenze di risonanza e di minore ampiezza su tutte le altre frequenze, con conseguente distorsione della tensione di uscita. In pratica non si richiede al microfono una risposta fedele sull'intera gamma delle audio frequenze (20-16.000 Hz) essendo sufficiente nelle normali trasmissioni riprodurre fedelmente i suoni compresi entro la gamma da 100 a 5.000 Hz.

b) Dalla distorsione della forma d'onda dovuta alle perturbazioni che subiscono le onde sonore dirette verso il microfono a causa di una parte di quelle onde sonore che, per avere già colpito la superficie del microfono, vengono da questa riflesse. Per attutire il fenomeno della riflessione, cioè per ridurre il più possibile questo tipo di distorsione, i microfoni vengono costruiti di forma opportunamente aerodinamica al suono.

c) Dai rumori di fondo localizzati nel microfono, e dipendenti dalla struttura di questo, che sono tanto più sentiti quanto più elevata è la sensibilità del microfono.
Questa è una delle ragioni per la quale un microfono di alta sensibilità risulta in genere poco fedele.

d) Dalle direzioni dell'onda sonora incidente sulla membrana, dalle quali dipendono le caratteristiche di risposta di direzionalità.

La forma e il tipo del sistema acustico determinano la sensibilità del microfono in relazione ai suoni provenienti dalle diverse direzioni.

Generalmente quando l'angolo che forma la direzione dell'onda sonora con l'asse frontale della membrana è nullo, la sensibilità del microfono è massima, e va riducendosi con l'aumentare dell'angolo di incidenza (v. § 14).

Tale riduzione è però maggiormente sentita per le frequenze più alte che non per le frequenze più basse, per cui il microfono non solo diventa meno sensibile, ma diventa anche meno fedele, in quanto la sua caratteristica di risposta presenta una attenuazione delle alte frequenze tanto più elevata quanto maggiore è l'angolo che forma la direzione dell'onda sonora con l'asse frontale della membrana.

8 - MICROFONO A CARBONE

Il funzionamento del microfono a carbone è basato sul principio di variazione della resistenza di un circuito elettrico alimentato in corrente continua.

Tale microfono è costituito da una capsula metallica contenente granuli di carbone di storta (fig. 1-8).

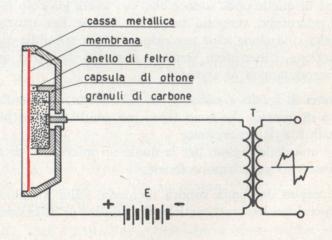



Fig. 1-8 - Microfono a carbone

Una sottile membrana di carbone o di metallo isolata dalla capsula, di solito con un anello di feltro, poggia leggermente sui granuli di carbone, sicchè la capsula e la membrana fanno da elettrodi e i granuli da conduttore di collegamento tra i due.

Se si collega la capsula con il polo negativo di una batteria di pile e la membrana con il polo positivo, nel microfono, in condizione di riposo, fluisce una corrente costante la cui intensità dipende dalla tensione di alimentazione della batteria E, dalla resistenza di contatto tra granulo e granulo e dalla resistenza del circuito esterno, essendo la resistenza complessiva della capsula, degli stessi granuli e della membrana trascurabile.

Quando un'onda sonora agisce sulla membrana, ponendola in vibrazione, i granuli vengono più o meno compressi e determinano nel circuito un elemento a resistenza variabile. Di conseguenza la corrente varia secondo la modulazione del suono e percorrendo il primario del trasformatore T, induce nell'avvolgimento secondario una f.e.m. pure variabile, detta *microfonica*.

La variazione di corrente riprodurrebbe esattamente la variazione dell'onda sonora se alle varie frequenze la resistenza di contatto diminuisse proporzionalmente all'aumentare della pressione acustica sulla membrana.

In realtà, per una pressione esterna costante agente sulla membrana l'ampiezza di vibrazione non si mantiene costante alle varie frequenze, ma è massima in corrispondenza alla frequenza di risonanza della membrana, decresce leggermente per frequenze minori, mentre decresce rapidamente per frequenze maggiori.

Pertanto il microfono a carbone presenta una buona fedeltà di riproduzione per suoni fino alla frequenza di risonanza della membrana, mentre per frequenze maggiori, la sua risposta di fedeltà va rapidamente decrescendo.

Il microfono a carbone ha inoltre lo svantaggio di produrre un notevole rumore di fondo, dovuto alla corrente di riposo la quale, a causa dell'imperfetto contatto tra i granuli, non è mai perfettamente continua. Ha però il vantaggio di una elevata sensibilità che può ritenersi approssimativamente cento volte maggiore di quella degli altri tipi di microfoni.

Questo tipo di microfono trova largo impiego in telefonia e in radiotelefonia, cioè in quei casi in cui è richiesta solamente la intelliggibilità della parola e non un'alta fedeltà di riproduzione.

La sua resistenza interna varia da pochi ohm a 200 ohm, mentre la tensione di uscita varia da 0,1 a 0,5 volt.

Il microfono a carbone viene collegato sempre ad un trasformatore adattatore di impedenza, detto *trasformatore microfonico.*

Ricordiamo che per trasmettere la massima potenza da un generatore ad un utilizzatore è necessario che la resistenza interna dell'uno sia uguale alla resistenza interna dell'altro (Vol. I - § 35).

Il microfono, che deve essere considerato generatore di tensione variabile, viene opportunamente applicato ad uno stadio amplificatore, che deve considerarsi utilizzatore. Poichè il microfono ha una resistenza interna sempre molto più bassa della resistenza d'ingresso dell'amplificatore, occorre interporre tra i due un trasformatore adattatore delle due resistenze, cioè un trasformatore avente la resistenza dell'avvolgimento primario (che rappresenta l'utilizzatore) uguale a quella del microfono, e la resistenza dell'avvolgimento secondario (che rappresenta il generatore) uguale alla resistenza d'ingresso dello stadio amplificatore.

Il trasformatore microfonico deve dunque avere, per poter trasmettere all'amplificatore la massima potenza del microfono, un adeguato rapporto di trasformazione.

Trascurando le inevitabili perdite che comporta la traslazione di potenza dal primario al secondario del trasformatore, la potenza elettrica P di uscita dal microfono ed applicata all'avvolgimento primario, risulta uguale alla potenza che l'avvolgimento secondario trasmette all'amplificatore.

Indicando con R_1 e R_2 e con I_1 e I_2 rispettivamente le resistenze e le correnti primarie e secondarie, la potenza P primaria e secondaria può essere espressa dalle relazioni:

$$P = R_1 \, I_1^2 = R_2 \, I_2^2$$

Ricordando che il rapporto di trasformazione τ di un trasformatore (Vol. I - § 62) è definito anche da:

$$\tau = \frac{I_2}{I_1}$$

sostituendo al posto di I_2 e di I_1 i rispettivi valori ricavati dalla precedente formula, si ha:

$$\tau = \frac{\sqrt{\frac{P}{R_2}}}{\sqrt{\frac{P}{R_1}}} = \frac{\sqrt{R_1}}{\sqrt{R_2}} \qquad (1\text{-}14)$$

dove R_1 e R_2 rappresentano rispettivamente anche la resistenza interna del microfono e la resistenza di ingresso dello stadio amplificatore.

9 - MICROFONO A CONDENSATORE

Il funzionamento del microfono a condensatore è basato sul principio di variazione della capacità di un circuito.

Questo tipo di microfono è costituito da un condensatore (fig. 1-9), avente come dielettrico l'aria, provvisto di due armature una fissa e l'altra mobile; quest'ultima rappresenta la membrana o diaframma vibrante.

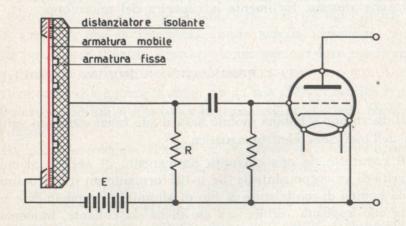



Fig. 1-9 - Microfono a condensatore con preamplificatore

La batteria E fornisce al condensatore una certa carica Q che dipende dalla tensione di alimentazione e dalla capacità del condensatore stesso.

Quando l'onda sonora colpisce la membrana, questa entra in vibrazione e, facendo variare la distanza tra le armature, aumenta e diminuisce la capacità del condensatore.

Ad ogni variazione della capacità, essendo la tensione di alimentazione costante, corrisponde una variazione della quantità di elettricità.

Ma ad ogni variazione della quantità di elettricità sulle armature è necessario che nel circuito stesso passi una corrente o di carica o di scarica del condensatore in ragione dell'aumento o della diminuzione della stessa Q.

Tale corrente passando nella resistenza R, provoca una caduta di tensione che riproduce fedelmente l'onda sonora incidente sulla membrana.

Il microfono a condensatore, pur avendo un'elevata fedeltà, è raramente usato e trova applicazione solo nel campo delle misure radio.

Infatti è un tipo di microfono molto delicato e di difficile costruzione; dà un segnale di uscita così piccolo da non poter essere utilizzato se non attraverso un preamplificatore.

Risente molto delle capacità accidentali del sistema di collegamento che alterano facilmente la capacità del microfono.

10 - MICROFONO ELETTRODINAMICO A BOBINA MOBILE

Il microfono a bobina mobile basa il suo funzionamento sul principio dell'induzione elettromagnetica.

È costituito da una calamita permanente di acciaio al cobalto provvista di un corpo centrale (fig. 1-10) formante un traferro anulare, da una bobina di molte spire di filo di alluminio estremamente sottili isolate con apposita vernice che fa anche da collante, immersa nel traferro e da una membrana di carta o di plastica o di alluminio sottilissimo fissata alla bobina.

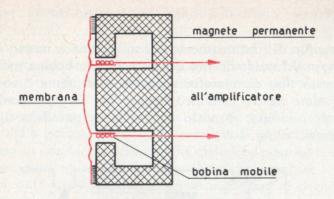



Fig. 1-10 - Microfono a bobina mobile (elettrodinamico)

L'insieme della bobina e della membrana è sospeso mediante un sistema flessibile che permette alla bobina di muoversi facilmente in direzione longitudinale nel traferro. Il microfono a bobina mobile è meccanicamente molto delicato per cui deve essere chiuso in una scatola e protetto anteriormente con una reticella metallica.

La membrana colpita dall'onda sonora entra in vibrazione trascinando nel suo movimento la bobina con essa solidale.

Questa, tagliando le linee di forza del campo magnetico della calamita permanente, diviene sede di una f.e.m. che riproduce fedelmente sia in ampiezza che in frequenza l'onda sonora incidente.

La f.e.m. così ottenuta è molto piccola per cui deve essere amplicata mediante un apposito amplificatore.

Il microfono a bobina mobile, per la sua elevata fedeltà e per la sua buona sensibilità, è usato per la trasmissione sia della parola che della musica.

Ha poi il vantaggio, rispetto ai microfoni precedentemente descritti, di non richiedere una batteria di alimentazione.

È anche più leggero e di dimensioni più ridotte; è perfettamente indifferente alle variazioni atmosferiche e non risente degli accoppiamenti capacitivi, per cui può essere usato con lunghi terminali di collegamento tra microfono e amplificatore.

11 - MICROFONO ELETTRODINAMICO A NASTRO

Il principio di funzionamento del microfono a nastro è lo stesso su cui si basa il funzionamento del microfono a bobina mobile.

In questo tipo di microfono però il diaframma è costituito da un leggerissimo nastro metallico sospeso tra le espansioni polari di una potente calamita, disposto con le facce parallele alle linee di forza magnetiche (fig. 1-11).

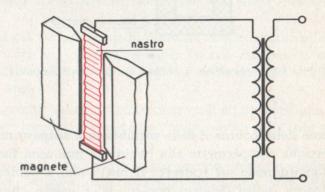



FIG. 1-11 - Microfono elettrodinamico a nastro

Quando il nastro è colpito da un'onda sonora vibra e, per i suoi spostamenti entro il campo magnetico, diviene sede di f.e.m. alternative che riproducono fedelmente le oscillazioni acustiche incidenti.

Avendo questi microfoni un'impedenza molto bassa devono essere usati con un trasformatore microfonico, che di solito è montato nel supporto del microfono stesso.

Essendo il microfono a nastro aperto anteriormente e posteriormente, è del tipo bidirezionale a differenza di pressione (v. § 14).

12 - MICROFONO A CRISTALLO O PIEZOELETTRICO

Il microfono a cristallo basa il suo funzionamento sulla proprietà piezoelettrica di alcuni cristalli, come per esempio la tormalina, il quarzo, il sale di Rochelle o di Seignette.

Occorre innanzi tutto dare un cenno sull'effetto piezoelettrico.

Alcuni cristalli, come quelli suaccennati, quando vengono ridotti in sottili lamine, secondo determinate direzioni di taglio, acquistano la particolare proprietà di fare affiorare sulle loro facce cariche elettriche di segno opposto non appena vengono sollecitate da forze meccaniche.

Più propriamente se una forza di compressione agisce su una superficie della lamina di cristallo inarcandola anche leggermente, si manifestano su una faccia delle cariche elettriche positive e sulla faccia opposta un ugual numero di cariche elettriche negative.

Se poi sulla stessa superficie agisce una forza di decompressione che la deforma in senso opposto, la faccia positiva diviene negativa e la faccia negativa diventa positiva.

Si ha pertanto che una sottile lamina di cristallo soggetta ad un'onda sonora, si mette in vibrazione e genera una f.e.m. che riproduce in ampiezza e frequenza l'onda sonora incidente.

Il fenomeno è reversibile. Ciò significa che se si applica una tensione elettrica alla lamina di cristallo, questa si deforma in un senso od in senso opposto a seconda delle polarità della tensione applicata, per cui una laminetta sottoposta ad una tensione microfonica, si mette in vibrazione, emettendo un suono che riproduce in ampiezza e frequenza le variazioni della tensione agente.

I cristalli più usati in campo radio sono il quarzo ed i sali di Seignette. Il primo viene adoperato soprattutto, come vedremo in seguito, negli oscillatori piloti per la stabilizzazione della frequenza, il secondo viene adoperato negli apparecchi elettroacustici per le sue spiccate proprietà piezoelettriche.

I sali di Seignette risentono degli sbalzi di temperatura al di sotto di 20°C. La loro azione piezoelettrica si mantiene costante ed inalterata per una qualsiasi data sollecitazione; con l'aumentare della temperatura, la sensibilità del cristallo aumenta inizialmente per poi crescere e scomparire intorno ai 50°C.

Temono anche l'umidità ambiente: i cristalli di Seignette si sciolgono in acqua, per cui qualsiasi condensazione di vapor d'acqua alla superficie li deteriora definitivamente.

Per questo devono essere sempre ricoperti con buone vernici impermeabili all'umidità.

Inoltre quando sono sottoposti ad una tensione alternativa o a forze meccaniche alternative, risentono dei fenomeni di isteresi e di

saturazione, del tutto analoghe ai corrispondenti fenomeni nei metalli ferromagnetici (Vol. I - § 54).

L'isteresi è il ritardo con cui le cariche elettriche affiorano alla superficie del cristallo rispetto all'azione delle forze meccaniche e viceversa, mentre la saturazione consiste nella non proporzionalità tra la forza meccanica e la quantità di cariche elettriche soprattutto a partire da un certo valore dell'eccitazione meccanica, per il quale non si ottiene più alcun aumento del fenomeno piezoelettrico.

I fenomeni di isteresi e di saturazione possono essere compensati se si accoppiano due elementi di cristallo in opposizione, in modo che quando sono sottoposti ad una tensione elettrica, l'uno espanda e l'altro contragga e, viceversa, quando sono sottoposti all'azione di una forza meccanica, le cariche elettriche dello stesso nome affiorino sulle superfici a contatto.

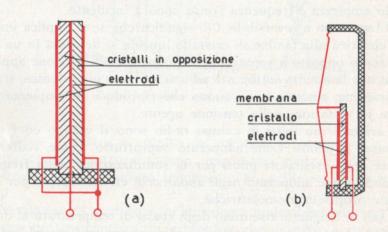



Fig. 1-12 - Microfoni piezoelettrici a cristalli in opposizione (a) e a membrana (b)

In tal senso è costruito il microfono piezoelettrico di fig. 1-12 a.

Quando un'onda sonora colpisce il cristallo, nasce tra i due elettrodi di contatto una f.e.m. che riproduce in ampiezza e frequenza l'onda sonora incidente.

Per ottenere una maggiore fedeltà, ed anche una maggiore tensione di uscita ed una più bassa impedenza interna, tali microfoni sono costituiti da più elementi sovrapposti in opposizione.

Volendo invece ottenere una maggiore sensibilità, si ricorre ad un diaframma che trasmette le sue vibrazioni al cristallo attraverso una adatta connessione meccanica (fig. 1-12 b).

I vantaggi che presentano i microfoni piezoelettrici sono il basso costo, la lunga durata di funzionamento, le piccole dimensioni, il piccolo peso e l'assenza di alimentazione. Unico svantaggio è quello di non poter essere adoperato in climi troppo caldi o troppo umidi.

13 - LARINGOFONI

I laringofoni sono piccoli microfoni a carbone, la cui membrana è solidale con un'asticella che termina in un bottone. Questo, messo a contatto con la laringe, trasmette direttamente alla membrana le vibrazioni dovute alla parola, senza l'ausilio quindi dell'onda sonora.

I laringofoni non sono affatto fedeli, ma hanno il vantaggio di essere insensibili ai rumori di sala e cioè estranei alla parola, per cui vengono usati negli ambienti fortemente disturbati, come le cabine di pilotaggio, le sale macchine, ecc., e dalle persone che, difettose nella parola a causa di anomalie della lingua o del palato, possono meglio esprimersi mediante la laringe.

14 - CARATTERISTICHE DIREZIONALI DEI MICROFONI

I vari tipi di microfoni si distinguono anche in base alle proprietà direzionali del loro sistema acustico e cioè in base alla tendenza di raccogliere meglio il suono proveniente da una direzione piuttosto che da altre. Si hanno così:

a) **Microfoni omnidirezionali o non direzionali**

Sono microfoni che hanno la medesima sensibilità davanti, dietro e lateralmente e perciò captano tutte le onde sonore, qualunque sia la loro direzione e dunque anche i rumori ambiente, quali gli applausi, la riverberazione e il suono degli altoparlanti.

Tali microfoni vengono impiegati quando è necessario raccogliere indistintamente i suoni provenienti da tutte le direzioni, a parte il

fatto che, captando anche il suono degli altoparlanti, possono dare origine al cosidetto effetto Larsen.

Per effetto Larsen si intende l'amplificazione spontanea del suono dovuta all'innesco tra altoparlante e microfono. In particolari condizioni di posizione e di distanza reciproca tra microfono e altoparlante, un qualunque suono o rumore ambiente che agisce sul microfono e che viene amplificato, e quindi riprodotto dall'altoparlante con maggiore intensità, ritorna sul microfono, viene di nuovo amplificato e riprodotto ancor più intensamente dall'altoparlante, e così di seguito. Una volta che il fenomeno è innescato, prosegue spontaneamente fino alla saturazione dell'amplificatore: l'altoparlante emette allora un forte fischio.

I microfoni non direzionali sono completamente chiusi lateralmente e posteriormente, solo il davanti della membrana è esposto alla pressione sonora. Dunque le vibrazioni della membrana sono dovute unicamente alla pressione anteriore: da qui il nome di *microfoni a pressione.*

Non confondiamo però la pressione sonora con la direzione dell'onda sonora. Indipendentemente dalla sua direzione e dalla sua origine, un'onda sonora provoca una pressione in tutti i punti dello spazio, per cui un suono proveniente dietro il microfono esercita una certa pressione anche davanti.

Le caratteristiche direzionali dei microfoni vengono usualmente rappresentate mediante un diagramma polare, nel quale vengono riportate, in funzione dell'angolo di incidenza dell'onda sonora, le sensibilità espresse in decibel, relativamente ad un livello convenzionale di riferimento dato dalla tensione di uscita del microfono in rapporto alla pressione esercitata sulla membrana dalle onde sonore provenienti in direzione dell'asse frontale del microfono.

Ciò vuol dire che, per quanto riguarda i diagrammi polari, un microfono ha la sensibilità di zero decibel quando, colpito anteriormente da un'onda sonora di pressione p qualsiasi in direzione dell'asse della membrana, produce una tensione qualsiasi V_1 (p.e. di 0,5 volt) di uscita. Se per la medesima onda sonora proveniente però da altra direzione, il microfono produce una tensione V_2 (p.e. di 0,05 volt), la sua sensibilità Sv, per quella direzione, è data da:

$$Sv = -20 \log \frac{V_1}{V_2} = -20 \log \frac{0,5}{0,05} = -20 \log 10 = -20 \text{ decibel}$$

Il segno meno posto dinanzi alla formula indica che la sensibilità del microfono è diminuita di 20 decibel rispetto alla sensibilità che lo stesso microfono ha quando viene eccitato anteriormente dalla medesima onda sonora in direzione perpendicolare alla membrana.

In senso assoluto la sensibilità del microfono è invece espressa in funzione di un altro livello di riferimento (zero decibel), consistente di una tensione di uscita di 1 volt su un circuito aperto per una pressione sonora perpendicolare alla membrana della forza di 10^{-5} newton per centimetro quadrato di superficie.

Il diagramma polare di un tipo di microfono omnidirezionale ricavato per una data frequenza è rappresentato in fig. 1-13 a. Si osservi che la sensibilità è costante per qualsiasi direzione di provenienza del suono.

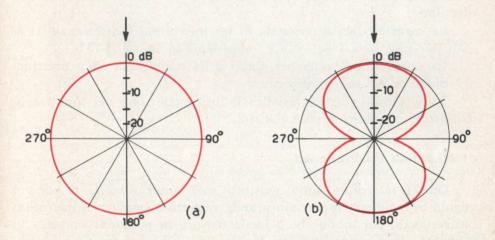



Fig. 1-13 - Diagrammi polari di un microfono non direzionale (a) e bidirezionale (b)

Tutti i tipi di microfoni precedentemente descritti (microfoni a carbone, a condensatore, a bobina mobile, a nastro e piezoelettrici), possono venir costruiti con caratteristica omnidirezionale.

b) **Microfoni bidirezionali**

Questi microfoni sono sensibili solo anteriormente e posteriormente; l'angolo di incidenza ammissibile dell'onda sonora sulla mem-

brana è molto piccolo, per cui la posizione del microfono in rapporto alla sorgente sonora è più critica che con i microfoni non direzionali.

Tuttavia, siccome le parti laterali non captano il suono, è generalmente facile trovare una posizione nella quale non vengono captati i rumori di sala e degli altoparlanti.

I microfoni bidirezionali sono aperti sia anteriormente che posteriormente, e perciò sono esposti alla pressione sonora nei due sensi opposti. Le vibrazioni della membrana sono dovute alla differenza tra la pressione anteriore e quella posteriore. Per questo vengono detti *microfoni a differenza di pressione*.

Tale differenza di pressione, dovuta al diverso percorso che deve compiere l'onda sonora per giungere sulle due facce opposte, è massima nella direzione assiale, è nulla nel piano della membrana ed è circa proporzionale al coseno dell'angolo di incidenza nelle altre direzioni.

La caratteristica direzionale di un microfono bidirezionale ricavata per una data frequenza è rappresentata in fig. 1-13 b.

La sensibilità è nulla nel piano della membrana ed è massima nel piano a 90° col precedente.

I microfoni con caratteristica bidirezionale sono del tipo a condensatore, a nastro e piezoelettrici.

c) **Microfoni unidirezionali**

Questi microfoni sono sensibili solo anteriormente e per un angolo di incidenza molto più grande rispetto a quello dei microfoni bidirezionali, per modo che è facile trovare la posizione corretta in rapporto alla sorgente sonora.

I microfoni unidirezionali, detti *microfoni a cardioide* a causa della forma a cuore della loro caratteristica direzionale, sono costituiti dall'unione, entro una sola custodia, di due microfoni: uno per es. a bobina mobile (a pressione) e l'altro a nastro (a differenza di pressione), funzionanti in opposizione di fase, sicchè i suoni provenienti con un angolo di incidenza maggiore di 120° determinano uscite che si neutralizzano, con il risultato della *sordità* del microfono per tali suoni.

Con i microfoni unidirezionali, i rumori ambiente e il suono degli altoparlanti non sono quindi che debolmente riprodotti, per cui tali

microfoni, risultando esenti dai rumori di fondo e dal pericolo dell'effetto Larsen, assicurano una riproduzione eccellente. Tuttavia, per il loro elevato costo, vengono utilizzati quasi esclusivamente nella registrazione di films, nella radiodiffusione ed in applicazioni simili.

La forma della caratteristica direzionale dei microfoni unidirezionali ricavata per una data frequenza dipende dalla percentuale della tensione di uscita fornita dalle due parti che compongono il microfono.

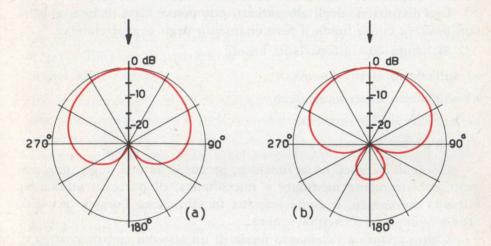



Fig. 1-14 - Diagrammi polari di un microfono unidirezionale a cardioide (a) e ad ipercardioide (b)

In fig. 1-14 a è rappresentata la caratteristica, detta *cardioide*, ottenuta quando sia la parte a pressione che la parte a differenza di pressione forniscono il 50% della tensione di uscita.

La fig. 1-14 b rappresenta la caratteristica, detta *ipercardioide*, ottenuta quando la parte a pressione fornisce il 37% e la parte a differenza di pressione fornisce il 63% della tensione di uscita.

La sensibilità è pressochè costante per i suoni incidenti entro un angolo di circa 120° e fortemente attenuata e quasi nulla per i suoni provenienti da opposta direzione.

I microfoni con caratteristica unidirezionale sono del tipo a condensatore, a bobina mobile, a nastro e piezoelettrici.

15 - GENERALITÀ SUGLI ALTOPARLANTI

Gli altoparlanti sono apparecchi elettroacustici destinati alla trasformazione di energia elettrica in energia acustica di rilevante potenza, attraverso l'energia meccanica. Compiono cioè la funzione opposta a quella dei microfoni.

Sono costituiti da organi elettrici, da organi meccanici e da organi acustici e qualche volta anche da organi diffusori direzionali.

Una distinzione degli altoparlanti può essere fatta in base ai principi fisici su cui si fonda il funzionamento degli organi elettrici.

Si hanno così altoparlanti basati:

a) sull'effetto elettrodinamico;

b) sull'effetto elettromagnetico;

c) sull'effetto elettrostatico;

d) sull'effetto piezoelettrico.

L'organo elettrico ha la funzione, percorso da una opportuna corrente acusticamente modulata o microfonica, di porre in vibrazione l'organo meccanico, il quale trascina in vibrazione l'organo acustico atto a sviluppare l'energia sonora.

L'altoparlante è l'elemento finale di un sistema elettroacustico di trasmissione e deve perciò possedere, come abbiamo detto a proposito dei microfoni, peculiari caratteristiche atte ad ottenere una riproduzione sonora di alta qualità.

La proprietà essenziale degli altoparlanti è di generare in un ambiente un'onda sonora che riproduca fedelmente nella forma, e quindi nel timbro, a tutte le frequenze comprese tra i 30 e i 15.000 Hz, l'energia elettrica di pilotaggio e cioè l'energia elettrica che l'altoparlante riceve dallo stadio amplificatore finale.

16 - ALTOPARLANTI ELETTRODINAMICI A CONO E A TROMBA

L'altoparlante elettrodinamico a bobina mobile, detto anche semplicemente dinamico, è il tipo di altoparlante generalmente in uso e di più vaste applicazioni.

Esso è costituito:

a) da un elettromagnete o da un magnete permanente a forma anulare atto a creare nel traferro un intenso campo magnetico a linee di forza radiali;

b) da una bobina costituita da 100 ÷ 150 spire di rame o di alluminio avvolte su un leggero cilindretto di carta ed aventi l'impedenza di 2-12 ohm a 100 Hz, disposta nel traferro del magnete e libera di scorrere longitudinalmente al suo asse;

c) da una membrana o diaframma di forma tronco conica, detta cono o diffusore, normalmente di carta speciale, rigidamente collegata alla bobina;

d) da un sistema opportuno di sospensione e di fissaggio del diaframma, tale da mantenere la bobina mobile perfettamente centrata nel traferro del magnete e nello stesso tempo libera di muoversi longitudinalmente al suo asse, cioè normalmente alle linee di forza magnetiche.

La fig. 1-15 a rappresenta un altoparlante elettrodinamico a bobina mobile a cono ad elettromagnete, mentre in fig. 1-15 b è rappresentato un altoparlante a bobina mobile a cono a magnete permanente, detto anche altoparlante magnetodinamico.

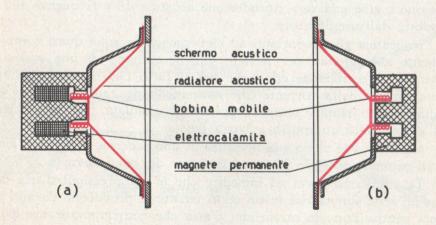



FIG. 1-15 - Altoparlante elettrodinamico a cono (a) e magnetodinamico a cono (b)

Il funzionamento di questo tipo di altoparlante è semplice.

La corrente acusticamente modulata, proveniente dallo stadio amplificatore finale, a cui l'altoparlante è accoppiato, viene inviata nella bobina mobile.

Si sviluppa allora sulla bobina mobile una forza determinata dall'azione reciproca tra la corrente della bobina e la forza magnetica del campo (Vol. I - § 57) e, poichè l'intensità di questo rimane costante nel tempo, la forza è da considerarsi proporzionale alla corrente che percorre la bobina.

Ricordiamo infatti che se con B si indica la densità del campo magnetico in Wb/m^2, con l la lunghezza complessiva del conduttore in metri (trattandosi di una bobina avente il diametro d, $l = \pi\, dn$), e con I l'intensità della corrente in amper, la forza magnetoelettrica F in vis o newton che agisce sulla bobina è data da:

$$F = B \cdot l \cdot I = B \pi d n I \qquad (1\text{-}15)$$

Dalla (1-15) si vede che per avere una elevata sensibilità occorre che B abbia un valore rilevante, è quindi necessario avere un forte magnete permanente o un elettromagnete.

Si osserva inoltre che il verso di azione della forza dipende dal senso di circolazione della corrente nella bobina.

Si ha così che una corrente fonica mette in vibrazione la bobina mobile e quindi anche il cono di carta o diaframma, il quale genera il suono e cioè una vera riproduzione acustica delle frequenze audio prodotte dall'amplificatore.

In pratica gli altoparlanti ad elettromagnete sono quasi completamente abbandonati per il fatto che necessitano di una corrente continua di eccitazione ed anche per il fatto che questa, ottenuta generalmente dalla corrente alternata mediante raddrizzamento ed appianamento, rimane sempre leggermente ondulata, per cui produce nell'altoparlante un ronzio a bassa frequenza.

Nella fig. 1-15 si nota la presenza di uno schermo acustico e cioè di un pannello di legno fissato al supporto del cono di carta.

Tale schermo serve ad impedire che le compressioni d'aria dovute all'onda sonora che in un certo istante si producono davanti al cono, neutralizzino le rarefazioni d'aria che contemporaneamente si producono dietro il cono.

Infatti se il cono è di piccolo diametro, l'aria compressa anteriormente può fluire immediatamente sopra i bordi del cono ed annullare la decompressione che si genera nello stesso momento dietro il cono.

Se ciò accadesse, l'onda sonora sarebbe cancellata e non si avrebbe alcun suono. La presenza invece di uno schermo di opportune dimensioni (almeno 40-50 cm di lato), obbliga l'aria a compiere un lungo percorso di riflusso, per cui il suono viene irradiato prima che l'onda sonora venga cancellata.

Nei radioricevitori lo schermo acustico è rappresentato dallo stesso mobile che racchiude l'apparecchio.

Volendo raggiungere un'elevata potenza acustica con il tipo di altoparlante a cono, bisognerebbe disporre di una potenza elettrica ad audiofrequenza rilevante. Senonchè la potenza elettrica che si può immettere in un altoparlante risulta limitata dalla temperatura che raggiunge la bobina mobile e dagli effetti dovuti a vibrazioni, estranee al sistema vibrante, che si verificano quando questo è soggetto ad un moto troppo violento. Tali effetti portano tutti a distorsioni più o meno forti.

Occorrerebbe aumentare le dimensioni dell'altoparlante per ottenere una maggiore potenza acustica indistorta, il che rappresenta ovviamente un inconveniente.

Si possono invece ottenere forti riproduzioni acustiche con buoni requisiti di fedeltà e nello stesso tempo ottenere caratteristiche prefis-

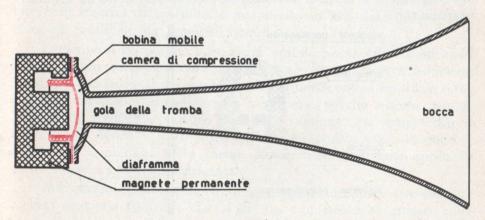



Fig. 1-16 - Altoparlante elettrodinamico a tromba

sate di direttività con un altoparlante elettrodinamico a bobina mobile del *tipo a tromba.*

Esso differisce dal tipo a cono per la presenza di una membrana attaccata alla bobina mobile e di una tromba, come rappresentato in fig. 1-16.

Fra la membrana e la base della tromba viene lasciata una cavità di adeguate dimensioni, detta camera di compressione, avente lo scopo di accoppiare acusticamente la superficie grande della membrana a quella minore della gola della tromba.

La tromba, generalmente costruita con materiale metallico, ha lo scopo di aumentare l'intensità dell'onda sonora e può essere a profilo parabolico, o conico od esponenziale.

La maggiore potenza sonora emessa da un altoparlante a tromba rispetto a quella emessa da un altoparlante a cono, a parità di potenza elettrica, è dovuta al fatto che la bobina mobile, percorsa da corrente fonica, trascina in vibrazione la membrana ad essa solidale. Questa trasmette le vibrazioni alla colonna di aria contenuta nella tromba, vibrazioni che, per la particolare forma della tromba, vanno aumentando progressivamente di intensità fino all'uscita dall'altoparlante.

17 - ALTOPARLANTI ELETTROMAGNETICI

Gli altoparlanti elettromagnetici hanno ormai scarso interesse pratico. Accenniamo, a titolo informativo, solo al tipo detto ad armatura bilanciata.

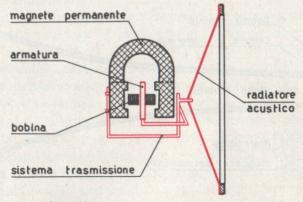



FIG. 1-17 - Altoparlante elettromagnetico ad armatura bilanciata

L'altoparlante ad armatura bilanciata è costituito da un magnete permanente (fig. 1-17), da una bobina fissata tra le espansioni polari del magnete, da un'armatura di ferro dolce posta nella bobina, libera di oscillare secondo l'asse di questa, da un radiatore acustico o cono di carta speciale, collegato meccanicamente all'armatura.

Quando la bobina è percorsa da corrente ad audio frequenza, gli estremi dell'armatura si magnetizzano ora in un senso ora in senso opposto con intensità variabile a seconda di come varia la corrente.

Tra il campo magnetico costante del magnete permanente ed il campo magnetico variabile prodotto dall'armatura, si sviluppano delle forze di attrazione e di repulsione che imprimono all'armatura una vibrazione che dovrebbe riprodurre le variazioni della corrente fonica.

Le vibrazioni dell'armatura sono trasmesse, attraverso un leggero sistema di trasmissione, al radiatore acustico, il quale è obbligato a vibrare e quindi a produrre l'onda sonora.

18 - ALTOPARLANTI ELETTROSTATICI

Questi tipi di altoparlanti sono simili al microfono a condensatore. Sfruttano però le azioni di attrazione e di repulsione elettrostatiche che si sviluppano tra le armature di un condensatore quando sono sottoposte ad una tensione ad audio frequenza.

Un'armatura è fissa e l'altra, posta ad una certa distanza, è mobile e, in assenza di tensione, è mantenuta in una determinata posizione di equilibrio da appositi vincoli.

Evidentemente perchè l'armatura mobile possa vibrare ed emettere il suono corrispondente alla tensione fonica, non è sufficiente applicare al condensatore una tensione periodica non sinusoidale quale è quella corrispondente al suono in genere, perchè questa produrrebbe delle forze di attrazione più o meno intense, ma sempre dirette nello stesso senso e l'armatura mobile vibrerebbe solo secondo le armoniche contenute nella forma d'onda della tensione applicata, come se questa fosse raddrizzata.

Tale effetto è senz'altro evitato sovrapponendo a tale tensione una elevata tensione continua che, anche in condizione di riposo, mantenga l'armatura mobile sotto l'azione di una forza costante. Questa

verrà incrementata o diminuita dall'azione della tensione ad audio frequenza e l'armatura mobile potrà vibrare riproducendo un'onda sonora proporzionale alle variazioni della tensione fonica applicata.

Data la difficoltà e il grave svantaggio di dover provvedere ad una elevata tensione continua di polarizzazione (normalmente non inferiore a 500-800 volt), l'altoparlante a condensatore non ha trovato pratiche applicazioni.

19 - ALTOPARLANTI PIEZOELETTRICI

Questi tipi di altoparlante sfruttano il fenomeno della piezoelettricità e sono simili al microfono a cristallo.

Oggi più che come altoparlanti vengono usati come ricevitori a cuffia ed in particolare come ricevitori negli apparecchi di protesi auditiva.

20 - RICEVITORI TELEFONICI A CAPSULA

I ricevitori a cuffia e i microtelefoni utilizzano i ricevitori a capsula, studiati per avere minimo ingombro e facile ricambiabilità.

Sono costituiti di una scatoletta metallica o cassa (fig. 1-18) contenente una calamita di piccole proporzioni, sdoppiata e di forma semicircolare con le espansioni piegate a 90°. Su queste espansioni sono fissate le bobinette collegate tra loro in serie, delle quali un capo è fissato alla cassa, mentre l'altro è collegato ad un contatto metallico posto al centro della cassa e da questa isolato.

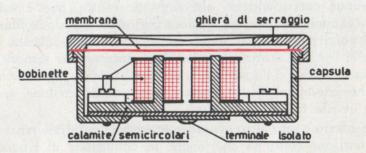



Fig. 1-18 - Ricevitore telefonico a capsula

Il bordo della cassa porta la sede della membrana di ferro dolce, la quale viene fissata con un coperchio ribadito e forato.

In condizioni di riposo, nel circuito magnetico costituito dalla calamita, dal trasferro e dalla membrana, si stabilisce un flusso costante.

Una corrente ad audio frequenza che percorre le bobine, provoca una variazione del flusso magnetico ed imprime alla membrana un moto vibratorio, che produce un suono che si irradia nell'aria ambiente.

Evidentemente, per la mancanza del cono diffusore, il suono è percepibile solo se il ricevitore è a contatto o nelle immediate vicinanze dell'orecchio.

CAPITOLO SECONDO

Componenti dei circuiti elettronici

Prima di iniziare lo studio vero e proprio della radiotecnica è indispensabile conoscere i componenti dei circuiti radioelettrici e il loro comportamento alle alte frequenze.

I circuiti radioelettrici sono composti in generale:

a) da tubi elettronici, da diodi a semiconduttore e da transistori, le cui caratteristiche e parametri sono stati descritti nei capitoli n. 11 e n. 12 del Vol. I;

b) da trasformatori di alimentazione, intervalvolari e di uscita; mentre la descrizione tecnologica e funzionale dei primi è nota dal Vol. I capitolo n. 10, degli altri verrà fatta nel corso del testo;

c) da resistori, da condensatori e da bobine; anche se dallo studio dell'elettrotecnica generale è chiaro il concetto di resistenza, di capacità e di induttanza, è necessario dare qualche nozione sul comportamento, sulle caratteristiche e sulle costruzioni dei resistori, dei condensatori e delle bobine impiegate nel campo delle alte frequenze, cioè dei circuiti radioelettrici.

21 - TIPI DI RESISTORI

La resistenza elettrica di un elemento di circuito varia in base alle condizioni di impiego.

Se è percorsa da una corrente continua, il suo valore varia con la temperatura; se è percorsa da una corrente alternata, varia, oltre che con la temperatura, anche con la frequenza. Ricordiamo infatti (Vol. I, § 22 e § 71) che l'aumento di temperatura, causato dalla corrente che percorre il conduttore, provoca una variazione in più o in meno della resistività a seconda del materiale di cui è fatto il con-

duttore, e che una corrente alternata produce l'effetto pellicolare ed eventualmente l'effetto di prossimità dei campi elettrici e magnetici, tanto maggiori quanto più elevata è la frequenza.

Conseguentemente i resistori percorsi da corrente alternata presentano sempre una certa induttanza, oltre ad una certa capacità tra gli estremi del conduttore o tra due punti di esso a diverso potenziale.

I resistori impiegati nei circuiti radio devono normalmente mantenere costante la loro resistenza sia con il variare dell'intensità della corrente che con il variare della frequenza.

Per questo devono essere costruiti con materiali aventi basso coefficiente termico o di dilatazione lineare, piccolissima area del ciclo di isteresi ed alta resistività.

I resistori impiegati nella pratica radio sono di due tipi fondamentali:

a) resistori chimici a pellicola di carbonio, a pellicola metallica e ad impasto;

b) resistori a filo avvolto e a cordoncino.

Possono inoltre essere fissi e variabili.

a) **Resistori chimici a pellicola di carbonio.**

Sono costituiti da un'asticina o da un tubetto isolante, generalmente di materiale ceramico, su cui è depositato uno strato sottilissimo di carbonio puro, che rappresenta lo strato resistente (fig. 2-1).

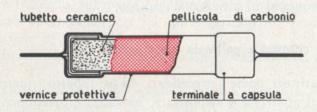



Fig. 2-1 - Resistore a pellicola di carbonio

Questo deposito è ottenuto con speciali procedimenti che consistono nell'evaporare in forni a vuoto o a gas inerte, alla temperatura

di 800-1000°C, un idrocarburo (benzina, metano, etere di petrolio o miscele di essi); i vapori, condensandosi sulle asticine, le ricoprono di carbonio cristallizzato.

Il valore del resistore dipende dalle dimensioni delle asticine e dalla quantità di carbonio depositato sulla loro superficie.

Si possono produrre strati di carbonio così sottili, da ottenere resistori di 10 megaohm. Comunemente però il valore della resistenza è basso e per ottenere resistori di valori elevati si spiralizza la superficie dell'asticina, dando così allo strato di carbonio la forma di un nastro avvolto (fig. 2-2).

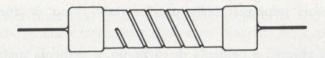



FIG. 2-2 - Resistore a pellicola di carbonio spiralizzato

I resistori finiti vengono verniciati con una speciale composizione a base di siliconi o di resine sintetiche e quindi posti al forno ad una temperatura di circa 1000°C, per proteggerli sia contro l'umidità che dall'usura meccanica.

Alcuni resistori vengono ulteriormente ricoperti con un tubetto di cotone sterlingato o vengono chiusi in un tubetto di vetro.

Alle estremità del resistore si applicano dei cappellotti metallici per il collegamento al circuito d'impiego.

b) **Resistori chimici a pellicola metallizzata.**

Sono costituiti, come i precedenti, da un tubetto isolante di vetro o di mica, sul quale viene depositata, mediante procedimenti chimici, una pellicola di metallo inossidabile (oro, platino, nichel, cromo, ecc.) che viene poi spiralizzato per ottenere la resistenza del valore desiderato.

Alle estremità vengono saldati i conduttori di collegamento e il tutto viene rinchiuso in un tubetto di vetro con cappuccetti metallici.

c) **Resistori chimici ad impasto.**

Sono costituiti da una miscela di polvere di carbone con polvere di resine isolanti ed agglomeranti in proporzioni diverse a seconda del valore di resistenza che si vuole ottenere.

Con una data quantità di miscela si stampano, con una pressa a caldo, dei cilindretti di vari diametri e di varie lunghezze, dopo di aver predisposto alle estremità i fili di collegamento, che pertanto risultano assicurati alla massa della miscela (fig. 2-3).

FIG. 2-3 - Resistore chimico ad impasto

Vengono poi sottoposti a trattamenti termici per la polimerizzazione delle resine e fatti stagionare.

I resistori finiti vengono verniciati con resine sintetiche e quindi contrassegnati con anelli o dischetti colorati in base al valore della loro resistenza e della tolleranza.

d) **Resistore a filo avvolto.**

Sono costituiti da un supporto cilindrico di porcellana o di altro materiale refrattario, sul quale è avvolto il filo resistente (ferro-nichel, nichel-cromo, rame-nichel, ecc.) a spire spaziate per ottenere la massima superficie di irradiazione.

Se il filo è ossidato, le spire possono essere anche adiacenti fra loro.

I resistori devono essere protetti contro l'umidità e le sollecitazioni meccaniche mediante una vernice di speciale composizione che, fatta essicare e cotta al forno a circa 900°C, assume l'aspetto della porcellana.

In qualche caso l'avvolgimento è lasciato scoperto per poter effettuare prese intermedie a mezzo di fascette metalliche strette intorno all'avvolgimento.

Per resistere all'usura meccanica, il filo resistente deve avere però un diametro non inferiore a 0,3 mm.

I resistori avvolti hanno una elevata induttanza che dipende dalla sezione e dal numero delle spire, e una capacità distribuita tra spira e spira.

Volendo diminuire l'effetto delle reattanze induttive e delle reattanze capacitive dei resistori, che assumono importanza per frequenze elevate, gli avvolgimenti devono essere disposti nel modo più appropriato.

Innanzi tutto per ridurre al minimo l'area racchiusa da ciascuna spira, il resistore viene avvolto su una striscia di mica di piccola sezione.

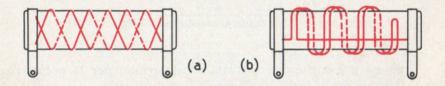



FIG. 2-4 - Resistori a filo avvolto antinduttivi a due avvolgimenti di senso contrario (a) e ad avvolgimento bifilare (b)

In fig. 2-4 è rappresentato un resistore a due avvolgimenti in parallelo avvolti in senso contrario: in tal modo sia l'induttanza che la capacità distribuita vengono ridotte.

Il resistore di fig. 2-4b è costituito da un avvolgimento bifilare che presenta un'induttanza quasi trascurabile, ma una capacità ancora piuttosto elevata.

Gli estremi degli avvolgimenti vanno saldati o avvolti intorno ai terminali già fissati al supporto, oppure vengono attorcigliati su un filo di sezione maggiore, dello stesso materiale resistente, che a sua volta è strettamente avvolto agli estremi del supporto.

e) **Resistori a cordoncino.**

Sono costituiti da un filo resistente nudo avvolto su un supporto filiforme di 2-4 mm di diametro formato da una calza di cotone o

di seta con imbottitura interna, o da un filo di amianto, oppure di rame smaltato ricoperto di amianto.

Il cordoncino è protetto da un tubetto sterlingato e porta alle estremità gli attacchi per la saldatura.

I resistori a cordoncino sono costituiti normalmente per resistenze da 1 a 2.000 ohm.

22 - CARATTERISTICHE DEI RESISTORI FISSI

I resistori sono caratterizzati dai seguenti elementi:

a) **Valore, stabilità e tolleranza della resistenza.**

Il valore e la tolleranza di ogni resistore sono indicati, come precedentemente detto, mediante contrassegni colorati sul corpo del resistore stesso, secondo il codice convenzionale dei colori riportato nella tabella n. 3.

Tabella n. 3 - Codice dei colori per i resistori

Colore	Cifra A	Cifra B	Moltiplicatore C	Tolleranza D
Oro	—	—	0,1	5%
Argento	—	—	0,01	10%
Senza colore	—	—	—	20%
Nero	0	0	1	—
Marrone	1	1	10	—
Rosso	2	2	100	—
Arancio	3	3	1000	—
Giallo	4	4	10000	—
Verde	5	5	100000	—
Azzurro	6	6	1000000	—
Violetto	7	7	—	—
Grigio	8	8	—	—
Bianco	9	9	—	—

In alcuni tipi di resistori il valore è indicato con tre fascette colorate poste ad un lato di essi, come rappresentato in fig. 2-5a.

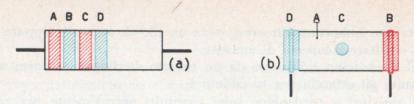



FIG. 2-5 - Disposizione dei colori sul corpo del resistore

La fascetta A indica la prima cifra del valore, la fascetta B indica la seconda cifra e la fascetta C indica il moltiplicatore, cioè il numero per il quale deve essere moltiplicato il numero AB. Una quarta fascetta D, indica la tolleranza sul valore ottenuto.

In altri tipi di resistori il valore e la tolleranza vengono contrassegnati come indicato in fig. 2-5b.

I resistori chimici ad impasto, per il fatto di essere i meno stabili, cioè di variare sensibilmente con il tempo e con il funzionamento, vengono selezionati per tolleranze sul valore contrassegnato piuttosto rilevanti, che vanno dal ±5% al ±20%.

I resistori chimici a pellicola di carbonio, più stabili dei precedenti, hanno tolleranze del ±1% al ±2%.

I resistori chimici a pellicola metallica e quelli a filo possono essere prodotti con tolleranze del ∓0,1% al ∓1%.

b) **Coefficiente di temperatura.**

La stabilità del valore del resistore durante il funzionamento dipende molto dal suo coefficiente di dilatazione lineare, che deve essere molto prossimo allo zero.

Tale coefficiente, riferito ad una temperatura di 20°C, è, per ogni grado centigrado, di ±0,1% per i resistori chimici ad impasto, di —0,05% circa per i resistori a pellicola di carbonio e di +0,02% circa per i resistori a pellicola metallica e a filo.

c) **Potenza elettrica e dimensioni.**

Per potenza elettrica di un resistore si intende la potenza elettrica che il resistore può dissipare senza che la sua temperatura

superi il massimo valore ammissibile, durante un funzionamento continuo.

Dalla potenza dipendono le dimensioni del resistore e viceversa: aumentando le dimensioni aumenta la superficie esterna di irradiazione del calore e quindi aumenta la potenza.

La massima temperatura ammissibile per i resistori chimici ad impasto è di 110°C circa, per i resistori a pellicola di carbonio è di 150°C, per quelli a pellicola metallica è di 200°C, per quelli a filo avvolto su tubetti laccati è di 130°C e per quelli a filo nudo o smaltati è di 300°C.

Il valore della temperatura ammissibile è dato evidentemente dalla somma della temperatura ambiente e della temperatura dovuta alla energia dissipata nel resistore.

I resistori chimici vengono costruiti per potenze di 0,1, di 0,25, di 0,5, di 1 e di 2 watt, quelli a filo laccato per potenze fino a 10 watt e quelli a filo smaltato per potenze di 300-400 watt.

d) **Tensione di esercizio.**

La massima tensione che può essere applicata ai capi di un resistore dipende dalle dimensioni e dal tipo di questo.

La tensione massima applicabile ad un resistore chimico ad impasto della potenza di 0,25 W è di 250 V, della potenza di 0,5 W è di 350 V e della potenza di 1 W è di 500 V.

Una tensione maggiore provoca una diminuzione della resistenza sia per l'aumento della corrente sia per gli archi che si stabiliscono fra le particelle di carbonio semi isolate fra loro.

Un resistore risulta pertanto sovraccaricato non solo quando è percorso da una corrente maggiore di quella corrispondente alla potenza dissipabile, ma anche quando è sottoposto ad una tensione maggiore di quella stabilita dai costruttori.

Anche per gli altri tipi di resistori è stabilita la massima tensione a cui essi possono essere sottoposti.

e) **Livello del disturbo.**

Tutti i tipi di resistori producono, a causa dell'agitazione molecolare dovuta alla temperatura, un disturbo o rumore di fondo che interessa tutte le bande di frequenza.

Nei resistori ad impasto, percorsi da corrente, il disturbo è dovuto anche alle variazioni interne alla massa di carbone.

Il valore del disturbo si misura in μV/V di tensione continua applicata al resistore.

A titolo orientativo, un resistore ad impasto di 1.000 ohm può produrre un rumore di 1 μV/V, quello di 1 megaohm di 5 μV/V, mentre gli altri tipi producono un disturbo molto inferiore.

Il livello del disturbo dei resistori assume grande importanza soprattutto quando occorre scegliere un resistore da inserire nel circuito di entrata di un amplificatore con elevato guadagno.

f) **Comportamento in radio frequenza.**

Abbiamo già accennato alle reattanze induttive e capacitive che i resistori presentano quando sono percorsi da corrente alternata. In particolare, quando i resistori vengono impiegati in circuiti ad elevate frequenze (radio frequenze) occorre considerare il valore della loro capacità distribuita e della loro induttanza.

23 - POTENZIOMETRI E RESISTORI VARIABILI

I circuiti radio impiegano anche resistori variabili e potenziometri, che possono essere di due tipi fondamentali: potenziometri chimici e potenziometri a filo.

a) **Potenziometri chimici.**

Sono costituiti da un disco isolante B che fa da base all'elemento resistivo R e portante al centro un cuscinetto in cui scorre l'asse metallico A (fig. 2-6). Su questo è fissato il cursore metallico C per mezzo di un materiale isolante, onde evitare il contatto diretto tra il cursore e l'asse del potenziometro.

Sulla base sono fissati i due terminali 1 e 2 dell'elemento resistivo e il terminale centrale a cui fa capo il cursore o contatto mobile.

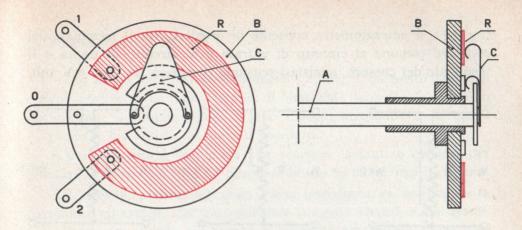



Fig. 2-6 - Potenziometro ad elemento resistivo chimico

Un coperchio metallico fissato alla base protegge meccanicamente l'elemento resistivo ed il cursore.

L'elemento resistivo R è costituito generalmente da un supporto di cartoncino bachelizzato, sul quale è depositata una miscela di grafite e talco, finemente polverizzati, e di resina sciolta in alcool.

Dopo l'essiccamento della miscela, l'elemento resistivo viene posto al forno per la polimerizzazione della resina.

Gli estremi dell'elemento resistivo, ai quali sono fissati i terminali, vengono metallizzati a spruzzo.

Se la miscela resistiva è omogenea, la legge di variazione della resistenza, durante la rotazione del cursore, è lineare. Si hanno però elementi resistivi a legge logaritmica, nei quali la miscela depositata non è omogenea, ma, a strati successivi, varia opportunamente nella composizione e nella proporzione dei suoi ingredienti.

L'elemento resistivo ha un valore variabile da qualche decina di chiloohm a qualche unità di megaohm, e può dissipare potenze di qualche decimo di watt.

Il resistore può essere collegato nei circuiti di utilizzazione in parallelo alla sorgente, oppure in serie.

Se collegato in parallelo agisce da potenziometro, se collegato in serie da resistore variabile.

Il potenziometro è un divisore di tensione variabile. Se V è il valore della tensione applicata ai terminali dell'elemento resistivo

(fig. 2-7), il potenziometro consente di ottenere, tra il terminale del resistore comune al circuito di entrata e al circuito di uscita e il terminale del cursore, qualsiasi tensione compresa tra zero e V volt.

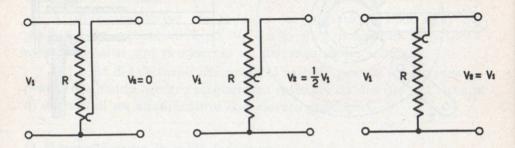



FIG. 2-7 - Il potenziometro consente di ottenere in uscita una tensione V_2 di qualsiasi valore compreso tra lo zero e il valore V_1 di entrata

Se collegato in serie, come in fig. 2-8, il resistore provoca una caduta di tensione tanto maggiore quanto più grande è il valore della resistenza inserita, per cui la tensione di uscita può variare dal valore V al valore V-RI.

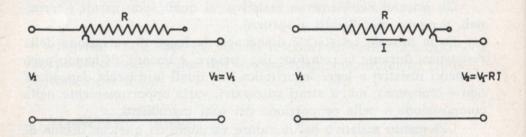



FIG. 2-8 - Il resistore variabile consente di ottenere una tensione di uscita V_2 variabile tra il valore V_1 e il valore V_1 - *RI*

Il potenziometro, anche a circuito utilizzatore aperto, assorbe una corrente (corrente di riposo), che risulterà tanto minore quanto maggiore è il valore del resistore. Per questo i resistori funzionanti da potenziometro hanno una elevata resistenza.

b) **Potenziometri a filo.**

Sono molto simili ai potenziometri chimici. L'elemento resistivo è però costituito da una striscia di materiale isolante (cartoncino bachelizzato, alluminio ossidato) con i bordi arrotondati, sul quale è avvolto il filo resistente nudo o smaltato.

L'avvolgimento è verniciato con sostanze isolanti e collanti per bloccare le spire ed è ripulito lungo un bordo su cui scorre il cursore.

La striscia, piegata ad arco, viene introdotta in una apposita custodia e gli estremi del filo resistente vengono serrati a due terminali. Il cursore, fissato sul perno, è collegato per mezzo di un contatto strisciante ad un terzo terminale.

I potenziometri a filo hanno un valore generalmente inferiore a quello dei potenziometri chimici, ma possono dissipare potenze maggiori, cioè da qualche unità a qualche decina di watt.

Il livello del disturbo dei potenziometri e dei resistori variabili è maggiore di quello dei resistori fissi, perchè, oltre ai rumori di fondo causati dalla agitazione termica e dalle variazioni di resistenza nella massa resistente, si hanno i rumori dovuti allo scorrimento del cursore sulla superficie dell'elemento resistivo, superficie che può risultare non perfettamente levigata a causa dell'usura, oppure ricoperta di polvere o di particelle estranee che rendono incerto il contatto tra resistore e cursore. Il disturbo di un potenziometro a filo è normalmente più ridotto di quello del potenziometro chimico, ed è dovuto soprattutto all'ossidazione delle parti scoperte dell'avvolgimento su cui striscia il cursore.

24 - TIPI DI CONDENSATORI

I condensatori impiegati nei circuiti radio possono essere fissi, variabili e semifissi. I primi sono del tipo a carta, a mica, ceramici ed elettrolitici; i condensatori variabili sono normalmente isolati in aria; i semifissi, detti anche compensatori, possono essere ad aria, a mica e ceramici.

a) **Condensatori a carta.**

Vengono ottenuti avvolgendo concentricamente o a rotolo, per mezzo di speciali macchine avvolgitrici, due nastri sottilissimi di alluminio, separati tra loro da strisce di carta impregnata di paraffina.

La larghezza dei nastri e il numero dei giri dell'avvolgimento vengono prestabiliti in base alla capacità che si vuole ottenere.

Dal modo con cui le lamine di alluminio (armature) vengono disposte rispetto ai fogli di carta (dielettrico), si possono ottenere condensatori di tipo induttivo e condensatori di tipo antiinduttivo.

Nel primo caso i due nastri di alluminio, di qualche millimetro più stretti dei nastri di carta, vengono disposti secondo l'asse di questi e portano entrambi gli elettrodi, o reofori, ad una estremità (fig. 2-9a).

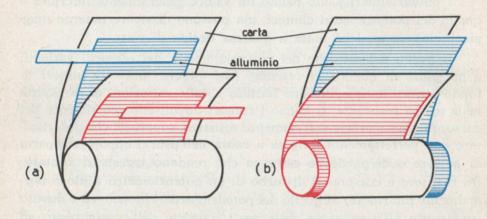



Fig. 2-9 - Condensatori a carta di tipo induttivo (a) e di tipo antiinduttivo (b)

In tal modo, quando il condensatore è sotto tensione, le cariche elettriche, per diffondersi sull'intera superficie di ogni armatura, devono seguire le spire concentriche dell'avvolgimento; da ciò la notevole induttanza delle armature che rende il condensatore inefficace per le alte frequenze.

Nel secondo caso i due nastri di alluminio vengono spostati rispetto ai nastri di carta, in modo che ognuno ne sporga di qualche millimetro da un lato (fig. 2-9b). Le parti sporgenti fanno da reoforo, cosicchè le cariche elettriche per diffondersi all'intera armatura non

seguono più le spire dell'avvolgimento, ma si spostano solamente dal bordo esterno a quello interno di ciascun nastro metallico.

Il numero dei fogli di carta interposti tra le armature sono normalmente due ma, per tensioni di lavoro superiori ai 500 V, possono essere anche in numero maggiore onde assicurare il perfetto isolamento ed evitare facili cortocircuiti dovuti a piccoli fori o ad impurità conduttrici presenti nella carta.

Nei condensatori di piccola capacità, le lamine di alluminio sono sostituite con la metallizzazione di una faccia del nastro di carta, lasciando libero un bordo largo qualche millimetro, in modo da ottenere da parte a parte i reofori.

I condensatori a carta metallizzata hanno la proprietà di autoripararsi, nel caso che si verifichi una scarica fra le armature per una momentanea sovratensione. La scarica, perforando la carta in un punto debole, cioè di scarso isolamento, fa evaporare il metallo delle due armature per una piccola zona intorno a quel punto, ristabilendo l'isolamento.

Dopo avvolti, i condensatori vengono introdotti in apposite autoclave dove vengono essiccati, svuotati di tracce di vapore e di aria e quindi impregnati con cere sintetiche.

Vengono poi racchiusi in un involucro esterno costituito o da un tubetto di vetro (condensatori tubolari o a cartuccia) ermeticamente sigillato ai due estremi, dai quali escono i due terminali, o da un blocchetto isolante (condensatori pressati) pressato in forma rettangolare, o da una custodia metallica (condensatori telefonici) di forma parallelepipeda, provvista di linguette di fissaggio e dei terminali.

I condensatori tubolari sono i più numerosi perchè vengono costruiti per una vasta gamma di capacità: da 100 pF a 25.000 pF.

I condensatori pressati hanno una capacità da 50 pF a 2.000 pF.

I condensatori telefonici vengono costruiti per elevate capacità: da 0,05 a 0,5 microfarad.

b) **Condensatori a mica.**

Sono formati dalla sovrapposizione alterna di lamine di mica, tranciate nella misura voluta e sfogliate fino allo spessore desiderato, con lamine di rame o di stagnola che sporgono alternativamente dai lati

opposti come indicato in fig. 2-10, allo scopo di poterle poi saldare tra loro in due sole armature e collegarle ai reofori.

Ogni blocchetto viene serrato con una lamina piegata ad U e montato in una custodia, dalla quale escono i reofori.

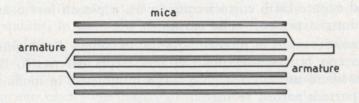



Fig. 2-10 - Condensatore a mica a strati sovrapposti

I condensatori di qualità, prima di venir chiusi nella custodia, che poi viene sigillata con cera sintetica, subiscono un processo di essiccamento e di impregnazione nel vuoto con cere speciali.

I condensatori più economici hanno la custodia di resina stampata intorno ad essi, per cui non potendo subire l'essiccamento e l'impregnazione, risultano scarsamente protetti dall'umidità.

Per ottenere condensatori di maggiore capacità, a parità di dimensioni e del numero di strati sovrapposti, e per ottenere maggiore precisione e stabilità, si ricorre alla metallizzazione delle lamine di mica argentandone le due facce, mediante speciali procedimenti. Ai due lati di ciascun foglietto è fissata una linguetta metallica che costituisce il terminale di collegamento con i lati delle altre laminette facenti parte della stessa armatura.

Dalla disposizione e dal collegamento delle armature risulta evidente che un condensatore a mica a strati sovrapposti è costituito da più condensatori collegati in parallelo, la cui capacità complessiva è data quindi dalla somma delle singole capacità. Ne consegue che la capacità di un condensatore è determinata non solo dalla superficie di ciascuna lamina metallica, dalla costante dielettrica e dallo spessore di ciascuna lamina di mica, ma anche dal numero di strati sovrapposti.

I condensatori a mica vengono fabbricati fino a capacità di 0,1 μF.

A parità di capacità, sono 3-4 volte più ingombranti dei condensatori a carta. Sono particolarmente adatti a lavorare anche alle più alte frequenze radio.

c) **Condensatori ceramici.**

Sono costituiti da un supporto di materiale ceramico normalmente di forma tubolare, metallizzato alla superficie interna ed esterna con argento (fig. 2-11a). Il supporto ceramico può avere anche altre forme: molto usate sono quelle a dischetto metallizzato sulle due facce opposte (fig. 2-11b).

Secondo il valore della costante dielettrica del materiale ceramico, si hanno tre tipi di condensatori: condensatori ceramici a bassa, a media e ad alta costante dielettrica.

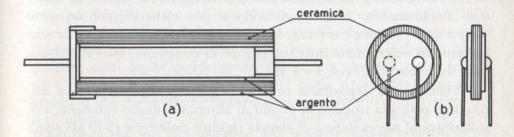



FIG. 2-11 - Condensatori ceramici tubolari (a) e a disco (b)

I primi hanno perdite molto ridotte e una buona stabilità, pur lavorando a tensioni elevate e a temperature sino a 150°C; sono adatti per circuiti a radio frequenza.

I condensatori con media costante dielettrica hanno perdite sensibili alle basse frequenze e variano di capacità con l'aumentare della temperatura.

I condensatori con alta costante dielettrica hanno il pregio di possedere un'elevata capacità anche con dimensioni molto ridotte, ma risentono degli sbalzi di temperatura e presentano rilevanti perdite, per cui vengono impiegati quasi esclusivamente nei filtri a radio frequenza.

d) **Condensatori elettrolitici.**

Un altro tipo di condensatore fisso molto usato nei radioricevitori è il condensatore elettrolitico, con il quale è possibile raggiungere notevoli capacità con dimensioni sufficientemente ridotte.

Ricordiamo che la capacità di un condensatore è inversamente proporzionale alla distanza tra le armature oppure allo spessore del dielettrico.

Per il fatto che molti ossidi metallici sono ottimi isolanti, si sono potuti ottenere dei dielettrici di piccolissimo spessore e perfettamente aderenti alle armature, ossidando per via elettrolitica determinati metalli, dei quali il più in uso è l'alluminio.

I condensatori elettrolitici sono appunto basati su tale principio. Consideriamo una cella elettrolitica formata da un recipiente contenente due elettrodi di alluminio e un elettrolita di borato di sodio o di ammonio (fig. 2-12). Applicando ai due elettrodi, per un certo tempo, una tensione continua, la soluzione viene attraversata da una corrente di determinata intensità capace di compiere i noti effetti chimici dell'elettrolisi (Vol. I - § 39).

Viene così a depositarsi sull'anodo (elettrodo positivo) una sottilissima pellicola isolante di ossido di alluminio, molto resistente alle sollecitazioni meccaniche e di elevata rigidità dielettrica (5-10 MV/cm).

Lo spessore di tale pellicola dipende dalla tensione applicata agli elettrodi, detta tensione di formazione. Con 500 volt si ottengono spessori dell'ordine di qualche decimillesimo di millimetro, con 30 volt si ottengono spessori di qualche centimillesimo di millimetro.

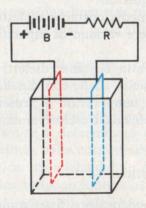



FIG. 2-12 - Cella elettrolitica per l'ossidazione dell'anodo di alluminio

Terminata la formazione della pellicola di ossido, si potrebbe estrarre dalla cella elettrolitica i due elettrodi e metterli a contatto, ottenendosi un condensatore avente per dielettrico la sottilissima pellicola di ossido e per armature i due elettrodi. Senonchè, quando un condensatore siffatto viene posto sotto tensione, la pellicola tende ad assottigliarsi e a scomparire in breve tempo, mettendo in cortocircuito le armature.

Durante l'attività del condensatore è necessario riformare continuamente la pellicola isolante, è necessario cioè la presenza continua dell'elettrolito, attraverso il quale passi inevitabilmente una corrente di intensità sufficiente a determinare l'elettrolisi. Tale corrente è molto debole: può variare da 0,05 a 0,2 mA per ogni μF di capacità del condensatore. È necessario inoltre che tale corrente percorra l'elettrolito sempre nello stesso senso. Per questo i condensatori elettrolitici, detti anche condensatori polarizzati, devono essere inseriti nei circuiti in modo che l'elettrodo sul quale si deposita lo strato di ossido, e che viene opportunamente contrassegnato con il segno +, sia collegato sempre con il polo positivo della sorgente di f.e.m. È evidente che tali condensatori non possono essere inseriti in circuiti percorsi da corrente alternata.

Nei condensatori elettrolitici una armatura è costituita dall'elettrodo positivo, il dielettrico è la pellicola di ossido di alluminio e l'altra armatura è l'elettrolita, mentre l'elettrodo negativo serve esclusivamente da conduttore di collegamento tra l'elettrolito e il circuito esterno.

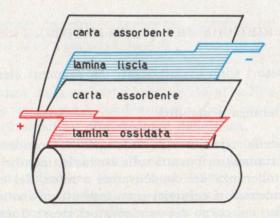



FIG. 2-13 - Condensatore elettrolitico a secco avvolto.

Condensatori elettrolitici costituiti da un recipiente contenente l'elettrolito con due lamine metalliche, come quello di fig. 2-12, non sono più adoperati.

Molto comuni sono invece i condensatori elettrolitici a secco, costituiti dalla sovrapposizione di un nastro di alluminio di determinata lunghezza, preventivamente ossidato, con un nastro di carta molto assorbente imbevuto di soluzione elettrolitica resa semifluida, con un altro nastro di alluminio non ossidato ed infine con una striscia di carta porosa. La striscia così ottenuta viene arrotolata, come rappresentato in fig. 2-13.

Il rotolo viene chiuso in una apposita custodia di alluminio o di cellulosa impregnata con cere sintetiche e sigillata con bitume, attraverso cui passano i due terminali, per evitare l'uscita dell'elettrolito e l'entrata dell'umidità.

I condensatori elettrolitici si costruiscono in generale per capacità di 4 μF, di 8 μF e di 16 μF per tensioni di lavoro di 500 V. Per tensioni minori, la capacità aumenta per il fatto che una minor tensione determina una minor corrente, una minor elettrolisi e una pellicola di ossido più sottile. Per tensioni maggiori, viceversa, la capacità diminuisce.

Non si è però trovato il modo di produrre pellicole di spessore superiore a quello corrispondente alla tensione di 500 V, per cui se la tensione di lavoro è superiore avviene il deterioramento definitivo del condensatore.

25 - CARATTERISTICHE DEI CONDENSATORI FISSI

I condensatori sono caratterizzati dai seguenti elementi:

a) **Valore, tolleranza e stabilità.**

Il valore della capacità e la tolleranza dei condensatori elettrolitici sono direttamente riportati sulle custodie, mentre il valore della capacità e la tolleranza dei condensatori a mica, dei condensatori a carta e dei condensatori ceramici sono indicati mediante contrassegni colorati riportati sul corpo dei condensatori stessi. Spesse volte viene indicato anche il coefficiente di temperatura e la tensione di lavoro.

La disposizione dei colori sui diversi tipi di condensatori è rappresentata in fig. 2-14, dove le lettere corrispondono al codice dei colori della tabella n. 4.

Si noti che i condensatori a mica e a carta di fig. 2-14d portano due contrassegni che non figurano nella tabella: il punto X corrisponde, se di colore bianco, alle specifiche RMA, se nero a quelle JAN; il punto Y indica la classe del condensatore.

I condensatori tubolari a carta e i condensatori a mica portano anche il contrassegno F corrispondente alla tensione di lavoro.

I condensatori a mica di fig. 2-14f portano tre contrassegni sul davanti e due sul retro.

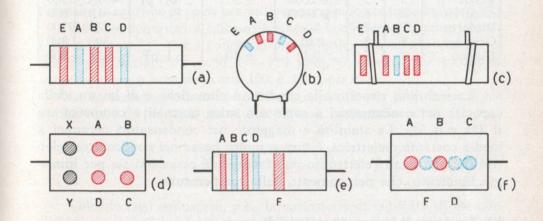



Fig. 2-14 - Disposizione dei colori sui condensatori: ceramici a reofori assiali (a), ceramici a disco (b), ceramici a reofori radiali (c), a mica e a carta pressati (d), tubolari a carta (e), a mica (f)

La tolleranza della capacità è dal ±5% al ±20% per i normali condensatori a carta, per i condensatori a carta metallizzata e per i condensatori ceramici ad alta costante dielettrica.

I condensatori normali a mica hanno una tolleranza dal ±2% al ±10%; mentre i condensatori ceramici a bassa costante dielettrica hanno una tolleranza dal ±1% al ±5%.

La tolleranza dei condensatori elettrolitici dipende dalla tensione a cui sono sottoposti, cioè dallo spessore della pellicola di ossido di alluminio, e può variare da ±15% a ±70%.

Tabella n. 4 - Codice dei colori per i condensatori

Colore	Cifre pF A	Cifre pF B	Moltiplicatore C	Tolleranza C>10 pF ± % D	Tolleranza C<10 pF pF D	Coefficiente di temperatura ppm/°C E	Tensione di lavoro volt F
Nero	0	0	1	± 20		0	—
Marrone	1	1	10	± 1	± 0,1 pF	— 30	100
Rosso	2	2	100	± 2	± 0,25 pF	— 80	200
Arancio	3	3	1.000	—		— 150	300
Giallo	4	4	10.000	—		— 220	400
Verde	5	5	100.000	± 5	± 0,5 pF	— 330	500
Azzurro	6	6	1.000.000	—		— 470	600
Violetto	7	7	—	—		— 750	700
Grigio	8	8	0,01	—		30	800
Bianco	9	9	0,1	± 10	± 1 pF	500	900

La stabilità, rispetto alle condizioni climatiche e di lavoro, della capacità dei condensatori a carta e a mica normali è compresa tra il 2% e il 5%. La stabilità è maggiore nei condensatori ceramici a media costante dielettrica, è invece molto bassa nei condensatori elettrolitici, nei quali l'elettrolito può facilmente essiccarsi sia per immagazzinamento, che per aumento della temperatura.

b) **Tensione di lavoro e tensione di prova.**

I condensatori dello stesso tipo possono avere la stessa capacità, ma dimensioni diverse; infatti aumentando la superficie delle armature e contemporaneamente lo spessore del dielettrico, la capacità non varia.

Varia però la tensione a cui il condensatore può essere sottoposto, varia cioè la tensione di lavoro. Maggiore è lo spessore del dielettrico e maggiore è la tensione di lavoro.

Gli stessi condensatori devono anche poter sopportare le sovratensioni momentanee che si possono manifestare nei circuiti in cui sono inseriti.

Per questo i condensatori vengono collaudati con tensioni maggiori di quelle di lavoro, cioè con tensioni, dette di prova, che sono generalmente indicate dalle Case costruttrici.

Il criterio per la determinazione della tensione di lavoro dipende da molti fattori. Generalmente la tensione di lavoro ha valore da metà ad un terzo del valore della tensione di prova; solo per i condensatori elettrolitici la tensione di lavoro è circa uguale alla tensione di formazione.

Un condensatore elettrolitico, la cui tensione di lavoro è di 500 V, può sopportare una sovratensione istantanea di 700 V.

c) **Coefficiente di temperatura.**

La capacità di un condensatore varia con la temperatura. Il coefficiente *c* si esprime in parti per milione per grado centigrado (ppm/°C).

Per i condensatori a mica argentata il coefficiente di temperatura è di ±50 ppm/°C. Per i condensatori ceramici a costante dielettrica media può variare da — 50 a — 750 ppm/°C, mentre per i condensatori a carta è compreso tra 100 e 200 ppm/°C.

La variazione percentuale Δ C% di capacità, per una determinata variazione *t* di temperatura si calcola con l'espressione:

$$\Delta C\% = \frac{c \cdot t}{10^6} \cdot 100 \qquad (2\text{-}1)$$

Volendo così conoscere, p.e., la variazione di capacità di un condensatore ceramico avente un coefficiente di temperatura di — 100 ppm/°C, quando viene portato dalla temperatura ambiente (20°C) alla temperatura di 70°C, si applica la (2-1):

$$\Delta C\% = \frac{-100 \cdot (70 - 20)}{10^6} \cdot 100 = -0{,}5\%$$

d) **Resistenza di isolamento.**

La resistenza di isolamento dei condensatori aumenta al diminuire della tensione di lavoro e al diminuire della temperatura.

Nei condensatori a mica e ceramici la resistenza di isolamento è altissima e non è generalmente indicata; nei condensatori a carta varia da 2.000 MΩ/μF a 5.000 MΩ/μF a 20°C, mentre è più elevata nei con-

densatori tubolari per radioricevitori ed è minore nei condensatori a carta metallizzata.

e) **Fattore di potenza.**

I condensatori dovrebbero presentare, se sottoposti ad una tensione alternata, una reattanza pura e quindi un fattore di potenza nullo.

In realtà presentano anche una resistenza ohmica più o meno piccola, dovuta alle perdite per isteresi dielettrica e ad altre perdite, per cui la tensione di lavoro e la corrente che attraversa il condensatore non risultano tra loro in quadratura, ma sfasate di un angolo minore di 90°.

Il fattore di potenza non è più nullo, ma assume un determinato valore che tuttavia risulta sempre molto piccolo.

Il fattore di potenza, misurato alla frequenza di 1 *KHz*, è da 0,005 a 0,01 per condensatori a carta, è di circa 0,02 per i condensatori a carta metallizzata, è di 0,00025 per i condensatori a mica e per quelli ceramici con media costante dielettrica, è di 0,001 per i condensatori ceramici a bassa costante, mentre è piuttosto elevato, da 0,02 a 0,1, per i condensatori elettrolitici e per i condensatori ceramici ad alta costante dielettrica.

26 - CONDENSATORI VARIABILI

Molto importanti in radiotecnica sono i condensatori variabili, che consentono una graduale variazione di capacità tra un valore minimo e un valore massimo.

Sono costituiti generalmente secondo la disposizione indicata schematicamente in fig. 2-15 cioè disponendo un gruppo di armature fisse, collegate fra loro, intercalate con un gruppo di armature mobili, pure collegate fra loro, e fissate ad un asse. Facendo ruotare il sistema di armature mobili rispetto al sistema di armature fisse, si realizza una variazione della superficie affacciata e quindi della capacità, mentre la distanza tra le armature fisse e quelle mobili rimane invariata.

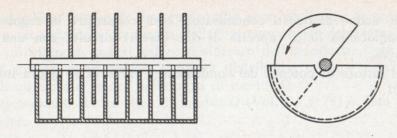



FIG. 2-15 - Condensatore variabile

Le armature vengono tranciate da un foglio di alluminio laminato; la incastellatura è ottenuta per fusione dell'alluminio puro.

Ha molta importanza la forma che si assegna alle armature mobili. Se queste sono semicircolari si ha una variazione lineare di capacità in quanto ad un angolo doppio di rotazione corrisponde una capacità doppia o metà, a seconda del senso di rotazione. I condensatori a variazione lineare di capacità sono usati soprattutto nel campo delle misure.

Se le armature mobili hanno forma piuttosto allungata, come in fig. 2-16, si ottengono condensatori a variazione lineare di frequenza o a variazione lineare di lunghezza d'onda, molto usati negli apparecchi radioriceventi e radiotrasmittenti.

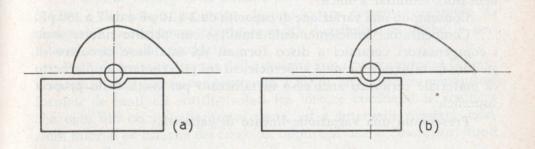



FIG. 2-16 - Forma delle armature mobili di un condensatore a variazione lineare della lunghezza d'onda (a) e a variazione lineare della frequenza (b)

Largo impiego trovano anche i condensatori variabili doppi, che constano di due condensatori montati sullo stesso asse e che quindi possono ruotare simultaneamente.

Lo scopo di questi condensatori è di consentire la regolazione contemporanea della capacità di due diversi circuiti, con una sola manovra.

Il fattore di potenza dei condensatori variabili si aggira intorno a 0,001.

27 - CONDENSATORI SEMIFISSI

Sono piccoli condensatori a mica che possono essere regolati ad un valore prestabilito di capacità che resta poi inalterato.

Sono costituiti da una armatura fissa e da una armatura elastica che può essere, per mezzo di una vite, più o meno avvicinata all'armatura fissa, fino ad ottenere il valore desiderato di capacità.

Vengono generalmente impiegati come compensatori collegati in parallelo ai condensatori variabili doppi allo scopo di compensare le inevitabili differenze di capacità che esistono tra i due condensatori variabili usati nei circuiti oscillanti per ottenere il perfezionamento dell'accordo.

La loro capacità è da 3 a 10 pF.

I condensatori semifissi ad aria sono del tipo a rotazione o con armature concentriche e vengono impiegati allo stesso modo dei condensatori semifissi a mica.

Consentono una variazione di capacità da 2 a 10 pF e da 7 a 150 pF.

Compensatori sufficientemente stabili e con perdite ridotte sono i compensatori ceramici a disco formati da una base circolare di steatite metallizzata su metà superficie, su cui può ruotare un dischetto di materiale ceramico anch'esso metallizzato per metà della propria superficie.

Presentano una variazione lineare di capacità.

28 - TIPI DI BOBINE D'INDUTTANZA

Le bobine d'induttanza sono essenzialmente costituite da avvolgimenti di filo di rame eseguiti su appositi sostegni di materiale isolante.

Le bobine impiegate in campo radio sono realizzate in modi diversi a seconda della frequenza della corrente che le attraversa, allo scopo di ottenere, con il valore desiderato dell'induttanza, una resistenza minima, una piccola capacità distribuita, minime perdite, e quindi un elevato valore della cifra di merito Q.

Ricordiamo che la cifra di merito Q (Vol. I - § 78) è data dalla relazione:

$$Q = \frac{2 \pi f L}{R}$$

dove R è la resistenza della bobina misurata alla frequenza f della corrente che percorre la bobina stessa.

La cifra di merito è riferita quindi ad una determinata frequenza di funzionamento, per cui le bobine per radioricevitori si distinguono in bobine per basse, per medie e per alte frequenze.

Le bobine di elevata induttanza (da qualche decimo di Hr in su), impiegate in circuiti percorsi da corrente a bassa frequenza sono costituite da un avvolgimento di filo di rame nudo o isolato a spire affiancate e sovrapposte eseguito su un sostegno cilindrico con nucleo magnetico formato da sottilissimi lamierini di ferro al silicio, isolati l'uno dall'altro allo scopo di ridurre al minimo le perdite per correnti parassite.

Le bobine impiegate in circuiti percorsi da correnti di medie frequenze e di elevate frequenze, devono essere costruite in modo da ridurre sia la resistenza che la capacità distribuita ed anche le perdite provocate dal supporto.

Per ridurre la resistenza dell'avvolgimento occorre ridurre l'effetto pellicolare. Per questo vengono usati i fili di Litz, cioè dei conduttori formati da tanti fili sottili, isolati fra loro, e cordonati in maniera che ogni filo occupi alternativamente, ed a intervalli regolari, posizioni interne ed esterne del fascetto, oppure si usano conduttori vuoti o tubetti di rame argentato.

Si ottiene così un aumento della superficie esterna del conduttore e una diminuzione delle perdite a radio frequenza per effetto pellicolare.

Per ridurre invece la capacità distribuita, si realizzano bobine speciali dette anticapacitive, nelle quali le spire adiacenti sono disposte in modo o d'avere la minima superficie affacciata (bobine a nido

d'api), oppure la minima d.d.p. (bobine a molti strati, ciascuno composto da poche spire; o bobine a strati accavallati).

Le bobine a nido d'api vengono ottenute avvolgendo un sottile conduttore composto (Litz), facilmente pieghevole ed isolato in seta o in cotone, su un tubo, comunemente di resina stampata o di cartone bachelizzato o di porcellana non smaltata, secondo la particolare disposizione rappresentata in fig. 2-17, dove, per maggior chiarezza, è raffigurato anche lo sviluppo del tubo sezionato secondo la generatrice *x x* (la tratteggiata *ab* indica la metà del tubo).

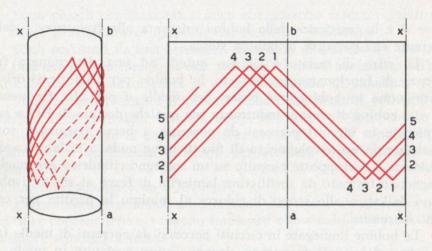



FIG. 2-17 - Bobina a nido d'api

La spira 1 parte dalla faccia anteriore della bobina e, in meno di mezzo giro, arriva alla faccia posteriore; qui subisce una piegatura e ritorna alla faccia anteriore, mentre il tubo compie l'altra metà circa di giro e termina spostata di un certo passo rispetto al punto di partenza.

Se questo spostamento è in ritardo (come in figura), l'avvolgimento è detto retrogressivo, se è in anticipo l'avvolgimento è detto progressivo.

Qui il filo subisce ancora una piegatura avente lo stesso angolo della precedente, per iniziare la seconda spira, che viene avvolta nello stesso modo della prima.

Altro mezzo adottato per ridurre la capacità distribuita di una induttanza a più strati è quello di diminuire la d.d.p. tra due fili vicini.

Una bobina normale verrebbe avvolta secondo la disposizione di fig. 2-18 a.

Evidentemente tra le prime spire dell'inizio di uno strato (1-2-3) e le ultime spire della fine del secondo strato (10-11-12) si stabilisce una forte capacità a causa della d.d.p. piuttosto elevata esistente tra le stesse spire.

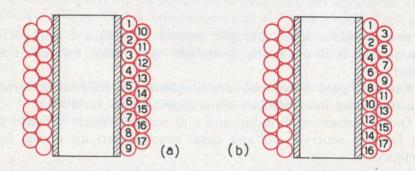



Fig. 2-18 - Bobina cilindrica a spire affiancate (a) e a spire accavallate (b)

Adottando invece il sistema rappresentato in fig. 2-18 b la d.d.p., e quindi la capacità, tra le spire adiacenti risulta molto ridotta.

Anche i dielettrici usati come supporto della bobina, influiscono sulla capacità, come pure la presenza di corpi metallici, quali ad esempio le custodie metalliche e gli schermi metallici.

Per questo le bobine ad alta frequenza sono costituite da tubetti di rame nudo avvolti in aria e, se necessario, irrigidite con poche listarelle di materiale isolante.

Uno schermo metallico non magnetico deve considerarsi una spira in corto circuito nella quale la bobina induce una f.e.m., che a sua volta induce una forza controelettromotrice nella bobina, aumentandone la resistenza e riducendovi pertanto il fattore di merito.

Per diminuire l'effetto mutuo induttivo tra schermo e bobina, lo schermo metallico deve essere proporzionato come indicato in fig. 2-19: gli estremi della bobina devono risultare distanti almeno di un diametro dagli estremi dello schermo.

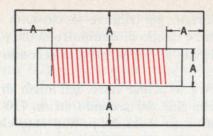



Fig. 2-19 - Dimensioni minime di uno schermo rispetto al diametro A della bobina

Per eliminare le perdite per isteresi magnetica e per correnti parassite, le bobine ad alta frequenza non fanno uso del nucleo magnetico.

Esistono però bobine ad alta frequenza ed induttanza variabile e trasformatori intervalvolari ad accoppiamento variabile.

Queste variazioni di induttanza e di accoppiamento vengono ottenute facendo scorrere sull'asse degli avvolgimenti un nucleo ferromagnetico.

In tal caso il nucleo deve essere costituito da speciali composti magnetici artificiali, adatti per le alte frequenze, detti ferriti (Vol. I - § 46), aventi alta resistività elettrica e grande permeabilità magnetica.

Le bobine di induttanza variabile impiegate nei gruppi a radiofrequenza sono normalmente a nido d'api con nucleo scorrevole di ferrite (fig. 2-20).

La massima induttanza si ottiene quando il nucleo è portato al centro della bobina, cioè in posizione di minima riluttanza magnetica.

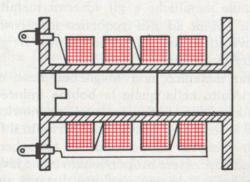



Fig. 2-20 - Bobina con nucleo di ferro regolabile

Spostando il nucleo verso un estremo della bobina la riluttanza aumenta e l'induttanza diminuisce.

Il campo di variabilità dell'induttanza dipende oltre che dalla posizione del nucleo, dal traferro tra bobina e nucleo, cioè dallo spessore del supporto isolante.

Per ottenere una maggiore regolazione dell'induttanza da parte del nucleo e un aumento del fattore di merito, l'avvolgimento può venir suddiviso in due o tre bobine.

I trasformatori ad accoppiamento variabile, per frequenze intermedie, consistono di due bobine coassiali del tipo a nido d'api per i circuiti accordati in modulazione d'ampiezza (467 KHz) e del tipo cilindrico per i circuiti accordati in modulazione di frequenza (10,7 MHz).

Il nucleo scorrevole lungo l'asse delle bobine modifica la riluttanza magnetica, l'induttanza di ciascuna bobina e quindi il coefficiente di mutua induzione.

CAPITOLO TERZO

Stadi alimentatori e circuiti di polarizzazione dei tubi termoionici e dei transistori

Ogni apparecchio elettronico, sia esso costituito con tubi termoionici che con transistori, necessita, per poter funzionare, di opportuni circuiti di alimentazione, atti a fornire le tensioni continue di polarizzazione ai vari elettrodi dei tubi e dei transistori.

29 - GLI STADI ALIMENTATORI

Gli apparecchi radio montati con transistori, per il fatto di richiedere piccole tensioni di polarizzazione (5-20 volt) e di assorbire correnti di intensità dell'ordine dei milliamper, vengono alimentati normalmente con batterie di pile o di accumulatori.

Gli apparecchi radio montati con tubi termoionici, per il fatto di richiedere invece tensioni continue di polarizzazione anodiche piuttosto elevate, richiederebbero, se alimentati direttamente in corrente continua, una batteria di pile o di accumulatori ingombrante e costosa.

Pertanto l'alimentazione di tali apparecchi viene ottenuta per mezzo di appositi alimentatori, che possono essere a corrente alternata oppure a corrente continua.

Gli alimentatori a corrente alternata convertono la tensione alternata delle normali reti di distribuzione dell'energia elettrica in tensioni continue di prefissati valori, atti alla polarizzazione degli elettrodi dei vari tubi termoionici impiegati nell'apparecchio. Vengono usati evidentemente quando si dispone delle reti di distribuzione, come nella maggior parte dei casi.

Gli alimentatori a corrente continua elevano il valore di poche unità o decine di volt della f.e.m. delle normali batterie di pile o di accumulatori ai diversi valori richiesti per la polarizzazione degli elettrodi dei tubi termoionici. Vengono usati negli apparecchi radio portatili e di bordo.

Ogni alimentatore a corrente alternata comprende:

a) **Un trasformatore di alimentazione** (oppure un autotrasformatore) che serve ad adattare le diverse tensioni di rete alle tensioni richieste dai vari circuiti di alimentazione e di polarizzazione dell'apparecchio. L'avvolgimento primario è munito generalmente di più prese collegate ad un cambio tensioni, per l'adattamento ai diversi valori industriali delle tensioni di rete.
L'avvolgimento secondario è suddiviso in più avvolgimenti: per l'alimentazione dei filamenti dei tubi che possono richiedere a volte, nello stesso apparecchio, tensioni diverse, e per la polarizzazione delle placche dei diodi raddrizzatori. Ovviamente ogni avvolgimento è calcolato non solo in ragione delle tensioni desiderate, ma anche per le potenze richieste dai circuiti utilizzatori, secondo i criteri pratici e i procedimenti di calcolo esposti nel Vol. I - § 75.

b) **Uno o più raddrizzatori**, che rappresentano il mezzo capace di condurre la corrente in un senso solo e perciò di trasformare la corrente alternata in corrente pulsante. Sono costituiti o da diodi termoionici o da diodi a semiconduttori collegati secondo schemi diversi a seconda che si voglia ottenere la rettificazione (passaggio di una sola alternanza: semplice effetto), oppure il raddrizzamento (passaggio delle due alternanze in un unico senso: doppio effetto) della corrente alternata.

c) **Un filtro spianatore o livellatore** a una o più celle, che ha lo scopo di rendere in uscita una corrente il più possibile costante e cioè di trasformare la corrente da pulsante o da raddrizzata in corrente continua.
È costituito da condensatori elettrolitici, da resistenze e da induttanze opportunamente collegati tra loro secondo gli schemi dei filtri passa-basso (Vol. I - § 83).

d) **Un partitore di tensione**, non sempre necessario, che serve per suddividere la tensione continua di uscita dal filtro in più tensioni di diverso valore, richieste dagli elettrodi dei vari tubi termoionici.

L'alimentatore a corrente continua permette di alimentare un normale apparecchio per corrente alternata con la corrente continua

fornita da una batteria di accumulatori, avente adatta capacità, ma una tensione inferiore a quella richiesta, come nel caso degli impianti di autoradio, degli apparecchi di bordo in genere e degli apparecchi portatili.

L'alimentatore a corrente continua è costituito come un normale alimentatore a corrente alternata e cioè di un trasformatore adattatore delle tensioni, di un raddrizzatore, di un filtro ed eventualmente di un partitore di tensione. Il primario del trasformatore però, anzichè venir allacciato alla rete di corrente alternata, è collegato ad una batteria di accumulatori attraverso un vibratore. Questo ha la funzione di invertire periodicamente la polarità della tensione applicata al primario, cioè di rendere alternativa la corrente continua di alimentazione, allo scopo di poterla trasformare.

30 - ALIMENTATORI A CORRENTE ALTERNATA CON TUBI TERMOIONICI

I tubi termoionici impiegati negli alimentatori a corrente alternata sono diodi monoplacca e diodi biplacca. Sappiamo infatti che i diodi, permettendo il passaggio della corrente soltanto quando la placca è positiva rispetto al catodo, funzionano da rettificatori e da raddrizzatori: infatti, inseriti in un circuito a corrente alternata, lasciano passare la corrente in un senso solo.

Il diodo che sopprime le alternanze o semionde negative della

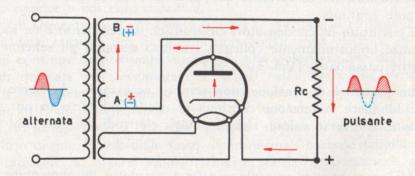



FIG. 3-1 - L'impiego di un diodo monoplacca come rettificatore della corrente alternata

tensione alternata, viene detto *rettificatore*. Il diodo che utilizza entrambe le alternanze, ottenendo una tensione positiva anche dalle alternanze negative, prende il nome di *raddrizzatore*.

Mentre il diodo rettificatore è provvisto di una sola placca, il raddrizzatore è provvisto di due placche. Nel primo caso la corrente di uscita è detta *pulsante*, nel secondo caso è detta *raddrizzata*.

Consideriamo il circuito di fig. 3-1 relativo all'impiego di un diodo rettificatore.

Il trasformatore di alimentazione è provvisto di due secondari: uno per ridurre la tensione primaria (di rete) al valore richiesto per l'accensione del filamento, l'altro per elevare la stessa tensione primaria al valore richiesto dall'anodo.

Il diodo monoplacca conduce solo durante le semionde positive e cioè quando l'estremo *A* del secondario di alta tensione, e quindi l'anodo, è positivo.

Infatti solo in tal caso gli elettroni emessi dal catodo vengono attirati dalla placca e, attraverso il secondario del trasformatore e la resistenza di carico *Rc*, ritornano al catodo.

Durante le alternanze negative il diodo non conduce, perchè l'anodo, risultando polarizzato negativamente, respinge gli elettroni emessi dal catodo.

Il diodo monoplacca agisce quindi come un interruttore, che si chiude solo in presenza delle semionde positive della tensione alternata di alimentazione. Di conseguenza la tensione di uscita dal tubo, e perciò la corrente che attraversa la resistenza di carico, è pulsante.

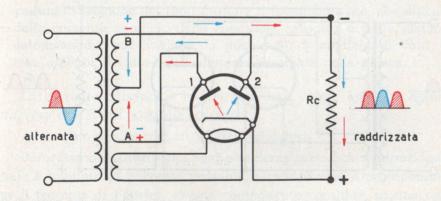



Fig. 3-2 - L'impiego di un diodo biplacca come raddrizzatore della corrente alternata

Lo schema di fig. 3-2 rappresenta il circuito relativo all'impiego di un diodo biplacca, adatto per l'utilizzazione delle alternanze positive e negative della tensione di alimentazione (doppio effetto), cioè per il raddrizzamento della corrente alternata.

Anche in questo caso il trasformatore di alimentazione è provvisto di due secondari: uno per l'accensione del filamento, l'altro per fornire le tensioni alle placche del diodo.

Questo secondo avvolgimento è provvisto di una presa centrale che lo divide in due parti uguali, in ognuna delle quali si induce la tensione necessaria ad una placca, uguale in ampiezza, ma sfasata di 180° rispetto all'altra. Evidentemente tale avvolgimento deve essere calcolato per una tensione doppia di quella richiesta da ciascun anodo del tubo.

Il principio di funzionamento del diodo biplacca è semplice.

Durante l'alternanza che conferisce il potenziale positivo all'estremo *A* del secondario e il potenziale negativo all'estremo *B*, il tubo conduce corrente dal catodo all'anodo 1, mentre non può condurre verso l'anodo 2 polarizzato negativamente.

La corrente uscente dalla placca 1 percorre metà avvolgimento e, attraverso la presa centrale, va alla resistenza di carico e ritorna al catodo, come indicato dalle frecce rosse.

Durante la successiva alternanza, la tensione di alimentazione si inverte e perciò l'estremo *A* del secondario diventa negativo e l'estremo *B* positivo. Il tubo conduce dal catodo alla placca 2.

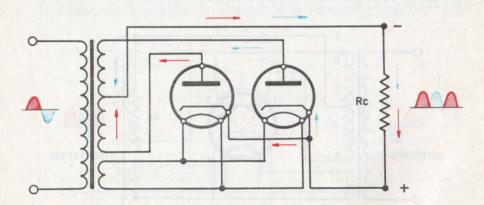



FIG. 3-3 - Schema del circuito raddrizzatore della corrente alternata per mezzo di due diodi monoplacca

La corrente percorre allora l'altra metà dell'avvolgimento e, attraverso la presa centrale, va alla resistenza di carico e quindi ritorna al catodo, come rappresentato dalle frecce azzurre.

Si osserva che la corrente nella resistenza di carico fluisce sempre nello stesso senso, sia durante il semiperiodo positivo che durante il semiperiodo negativo. Tale corrente viene detta raddrizzata.

Allo stesso risultato si giunge impiegando al posto del diodo biplacca, due diodi monoplacca collegati secondo lo schema di fig. 3-3.

L'impiego del diodo biplacca presenta molti vantaggi rispetto all'impiego di un solo tubo monoplacca, soprattutto per quanto riguarda il rendimento, che nel primo caso risulta evidentemente più elevato, a causa dell'utilizzazione di entrambe le semionde della corrente alternata di alimentazione.

La scelta dei diodi termoionici da impiegare negli alimentatori, viene fatta in base alle seguenti considerazioni:

a) **corrente media ammissibile**, che rappresenta la corrente continua di uscita che il tubo può fornire senza sovraccarico. Corrisponde a circa metà intensità della corrente di *picco* e cioè della corrente di massima emissione elettronica che il catodo può dare in ragione della vita media prevista del tubo.

b) **tensione inversa ammissibile**, che consiste nella massima tensione negativa applicabile alla placca del tubo senza comprometterlo; da essa dipende il valore della tensione continua di uscita.

c) **caduta di tensione del tubo** durante il funzionamento, che dipende dalla corrente anodica, dalla superficie catodica e dalla distanza catodo-anodo; può variare da pochi volt a migliaia di volt; da essa dipende il valore della potenza dissipata nella placca.

La corrente pulsante o raddrizzata deve venire *spianata o livellata*, resa cioè il più possibile costante.

Allo scopo vengono usati i filtri livellatori.

Ricordiamo anzitutto che ogni grandezza periodica unidirezionale, quale è appunto la corrente pulsante e raddrizzata, è scomponibile, per il teorema di Fourier, in una componente continua, in una componente alternata di frequenza uguale a quella della grandezza data

(fondamentale) e in un certo numero di componenti alternate aventi frequenza multipla intera di quella fondamentale (armonici).

Il filtro livellatore ha il compito di separare la componente continua, che viene mandata al carico, dalle componenti alternate che vengono fatte ritornare direttamente al raddrizzatore.

Senza entrare in merito alla teoria, peraltro complessa, dei filtri, accenniamo ai due tipi più comunemente impiegati negli alimentatori degli apparecchi radioriceventi: *il filtro a condensatore tampone e il filtro a capacità di entrata.*

Il tipo più semplice di filtro è rappresentato da un condensatore *C*, detto condensatore tampone, posto in parallelo alla resistenza *Rc* di carico (fig. 3-4 a).

Se il condensatore ha una capacità piuttosto elevata (per questo normalmente è di tipo elettrolitico), per cui la reattanza che esso oppone alla più bassa frequenza, cioè della fondamentale, è minore della resistenza di carico, le componenti alternate passano prevalentemente attraverso il condensatore per ritornare al raddrizzatore, mentre la componente continua e una minima parte delle componenti alternate fluiscono attraverso la resistenza di carico.

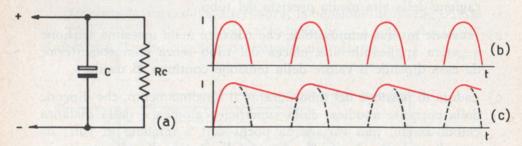



FIG. 3-4 - Filtro livellatore a condensatore tampone (a). Corrente pulsante (b) e corrente livellata (c)

Evidentemente la corrente, e quindi la tensione, che si ottiene all'uscita dell'alimentatore non può essere perfettamente costante, ma è sempre più o meno ondulata. La profondità di ondulazione dipende inoltre dalla forma della corrente da livellare: è maggiore per una corrente pulsante che non per una corrente raddrizzata.

Il fenomeno del livellamento può venire considerato in altro modo.

Consideriamo dapprima un alimentatore a semplice effetto, che impiega cioè un solo diodo rettificatore.

In assenza del condensatore *C*, la corrente fluente nella resistenza di carico è pulsante (fig. 3-4 b). La presenza del condensatore modifica grandemente la forma della corrente rendendola quasi continua.

Infatti, quando il tubo conduce, il condensatore, durante il primo quarto di periodo, si carica ad una certa tensione che, per ragioni di semplicità, riteniamo uguale all'ampiezza della tensione alternata applicata, e contemporaneamente circola corrente nella resistenza di carico.

Durante il quarto di periodo successivo, la tensione pulsante diminuisce fino ad annullarsi, mentre la tensione ai capi del condensatore diminuisce molto lentamente, purchè il tempo di scarica, che vale 4-5 volte il prodotto della capacità *C* del condensatore per la resistenza *Rc* di carico (Vol. I - § 47), sia maggiore di un quarto di periodo.

Se pertanto la capacità *C* e la resistenza *Rc* sono scelte sufficientemente grandi, il condensatore si scarica parzialmente mantenendo ai capi della resistenza di carico una tensione, e quindi una corrente, sia pure decrescente, non solo durante il secondo quarto di periodo, ma anche durante l'intera alternanza negativa.

Sicchè, quando la tensione di alimentazione ridiventerà positiva e il tubo condurrà nuovamente, il condensatore, ancora parzialmente carico, si ricaricherà alla tensione di prima per iniziare una nuova scarica.

La tensione ai capi della resistenza di carico assumerà allora la forma di fig. 3-4 c, sarà cioè leggermente ondulata e oscillerà con la stessa frequenza della tensione di alimentazione intorno ad un valore medio che costituisce il valore della tensione continua di uscita.

Il condensatore *C* agisce quindi da volano o meglio da serbatoio di elettroni che raccoglie durante il primo quarto positivo di periodo e che, durante il secondo quarto positivo di periodo e durante l'alternanza negativa, rimanda nella resistenza di carico, mantenendo così, nella stessa resistenza, una corrente per la durata dell'intero ciclo.

Se l'alimentatore impiega invece un diodo biplacca allo scopo di ottenere una corrente raddrizzata (fig. 3-5 a), la tensione ai capi del condensatore tampone, e quindi ai capi della resistenza di carico, assume l'andamento di fig. 3-5 b.

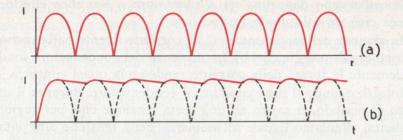



FIG. 3-5 - Corrente raddrizzata (a) e corrente livellata (b)

La frequenza di ondulazione è due volte quella della tensione di alimentazione, mentre il valore medio della tensione di uscita risulta maggiore di quello di un corrispondente alimentatore con un tubo monoplacca.

Il secondo tipo di filtro, quello cioè a capacità di ingresso, è costituito da due condensatori elettrolitici C_1 e C_2 di elevata capacità e da una bobina *L*, avvolta su un nucleo di ferro laminato di elevata induttanza, collegati secondo lo schema di fig. 3-6 a.

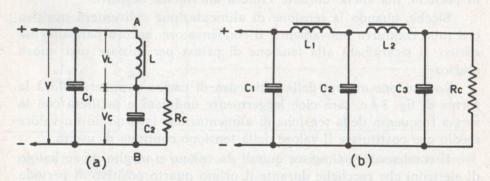



FIG. 3-6 - Filtro livellatore a capacità d'ingresso a una cella (a) e a due celle (b)

È questo il tipo di filtro correntemente usato negli apparecchi elettronici, negli apparecchi radio e negli amplificatori di una certa qualità, per la sua più efficace azione filtrante rispetto a quella del condensatore tampone.

Il filtro a capacità di ingresso può considerarsi costituito da un condensatore tampone C_1 che funziona nel modo or ora descritto e da un successivo filtro costituito dalla bobina L e dal condensatore C_2, che compie un ulteriore livellamento.

Infatti, se la tensione ondulata V che figura ai capi del condensatore C_1 viene applicata agli estremi A e B, il valore delle componenti alternate che ancora essa contiene, si suddivide in due parti V_L e V_C direttamente proporzionali alle reattanze induttiva e capacitiva.

Poichè l'induttanza e la capacità sono scelte di valore opportunamente grande, la reattanza induttiva risulta grande, mentre la reattanza capacitiva risulta molto bassa. Di conseguenza la tensione alternata V_C che compare ai capi del condensatore C_2 è una minima parte della tensione V_L che compare ai capi della bobina.

La resistenza di carico, collegata in parallelo a C_2 risulta sottoposta perciò ad una minima tensione alternata e all'intera tensione continua.

Evidentemente la corrente che fluisce nella resistenza Rc di carico risulta ancora leggermente ondulata, per cui volendo ottenere una profondità di ondulazione ancora più esigua, si ricorre al collegamento di più filtri, secondo lo schema di fig. 3-6 b.

Negli apparecchi radio molto economici e di piccola potenza, l'induttanza L può venire sostituita con una resistenza di valore ele-

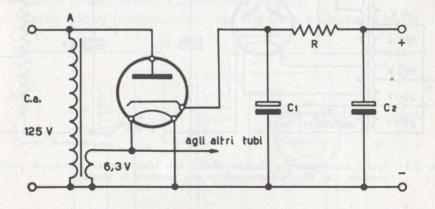



FIG. 3-7 - Stadio alimentatore a semplice effetto con autotrasformatore, per piccoli apparecchi

vato (1.000-2.000 ohm), e tuttavia tale da non provocare, compatibilmente con la profondità di ondulazione, una eccessiva caduta di tensione. In tal caso, per ottenere però una azione filtrante soddisfacente, occorre aumentare la capacità dei condensatori (50-100μF).

Rappresentiamo ora alcuni schemi di alimentatori di uso più comune adatti per potenze non superiori ad 1 KW.

In fig. 3-7 è rappresentato lo schema di un alimentatore monofase con l'impiego di un diodo monoplacca (semplice effetto), adatto per piccoli apparecchi che richiedono tensioni anodiche intorno ai 100 V.

Data la bassa tensione anodica, viene usato un autotrasformatore avente un solo secondario per l'accensione dei filamenti. La placca del diodo rettificatore è collegata direttamente al primario, cioè alla rete avente la tensione di 125 V.

La bobina di filtro è sostituita dalla resistenza *R*.

Il diodo conduce solo durante le semionde positive della tensione alternata di rete, cioè quando l'estremo *A* dell'autotrasformatore, e quindi l'anodo, è positivo.

In fig. 3-8 è rappresentato un altro stadio alimentatore monofase a doppio effetto, con l'impiego cioè di un diodo biplacca, adatto per i normali apparecchi radio.

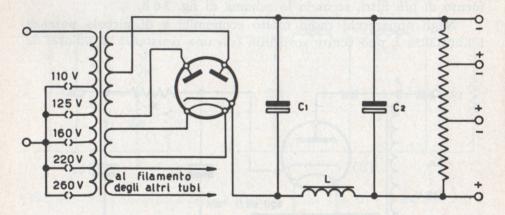



FIG. 3-8 - Stadio alimentatore a doppio effetto, con trasformatore munito di cambio-tensione, con filtro ad una cella e con partitore di tensione.

Il primario del trasformatore è provvisto del cambio tensioni, mentre il secondario è dotato di due avvolgimenti a bassa tensione,

l'uno per l'accensione del filamento del tubo raddrizzatore, l'altro per l'accensione dei filamenti degli altri tubi, supposto siano alimentati con una tensione di diverso valore.

Si è voluto rappresentare anche il partitore di tensione.

Tale partitore, di tipo potenziometrico, consiste in una resistenza di valore adatto, posta all'uscita del filtro, provvista delle necessarie derivazioni fra le quali vengono prelevate le tensioni desiderate.

Evidentemente la tensione che si ottiene fra due derivazioni dipende non solo dal valore della resistenza inclusa ma anche dall'intensità della corrente che percorre la sezione del partitore.

Per il calcolo del partitore è necessario pertanto conoscere le intensità delle correnti richieste dagli utilizzatori e quindi le intensità di corrente in ciascuna sezione.

31 - ALIMENTATORI A CORRENTE CONTINUA

Per alimentare con corrente continua gli apparecchi radio di bordo (autoradio) e portatili, per alimentare comunque gli apparecchi a tubi termoionici che richiedono tensioni anodiche piuttosto elevate, con le normali batterie di pile o di accumulatori aventi una f.e.m. di pochi volt, si ricorre o ad un normale alimentatore a tubi termoionici per corrente alternata provvisto di un dispositivo detto comunemente *vibratore*, oppure ad un survoltore a lamina vibrante e a contatti sincroni, detto semplicemente *survoltore sincrono*.

Il principio di funzionamento del vibratore è illustrato in fig. 3-9.

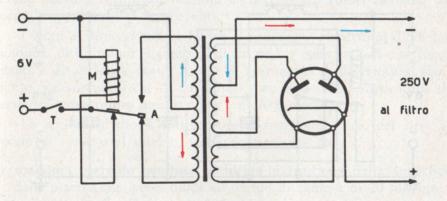



FIG. 3-9 - Alimentatore in corrente continua con vibratore elettromagnetico

Il suo compito è di rendere alternativa la tensione prelevata dalla batteria di alimentazione per poterla elevare con il trasformatore e quindi raddrizzare e filtrare.

Alla chiusura dell'interruttore *T*, la batteria alimenta, attraverso la lamina *A* in posizione di riposo, il circuito dell'elettromagnete *M* e il circuito che comprende metà dell'avvolgimento primario.

La corrente fluisce nel verso indicato dalle frecce rosse.

L'elettromagnete eccitandosi attira la lamina, che chiude ora il circuito comprendente l'altra metà dell'avvolgimento primario ed interrompe i primi due.

La corrente fluisce ora nel verso indicato dalle frecce azzurre.

Contemporaneamente l'elettromagnete si diseccita ed abbandona la lamina che, sollecitata da una molla, ritorna in posizione di riposo, per iniziare nuovamente lo stesso ciclo ora descritto.

L'avvolgimento primario risulta così percorso, nelle sue due metà, da corrente variabile ora in un senso e ora in senso opposto.

Nell'avvolgimento secondario si induce allora una f.e.m., e quindi una corrente alternativa che viene raddrizzata e poi spianata nel solito modo.

Il survoltore sincrono differisce dal vibratore per il fatto che non solo rende di forma alternativa la tensione della batteria di alimentazione, per poterla elevare mediante il trasformatore, ma dà in uscita una tensione raddrizzata, per cui non necessita del diodo raddrizzatore, ma solo dei filtri livellatori.

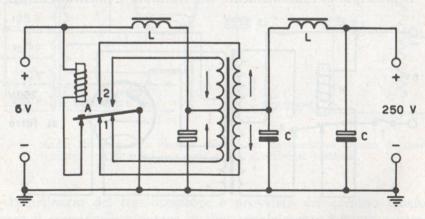



FIG. 3-10 - Survoltore sincrono per l'alimentazione in c.c.

Lo schema di fig. 3-10 dimostra chiaramente il principio di funzionamento del survoltore sincrono.

La lamina *A*, in posizione 1, chiude il circuito comprendente una metà dell'avvolgimento primario e contemporaneamente il circuito comprendente una metà dell'avvolgimento secondario; in posizione 2 chiude invece le altre due metà dei due avvolgimenti, per cui la corrente fornita dalla batteria fluisce sia nel primario che, per induzione, nel secondario, ora in un senso e ora in senso opposto alternativamente.

Di conseguenza, dalla presa centrale dell'avvolgimento secondario la corrente fluisce sempre nello stesso senso.

32 - ALIMENTATORI A CORRENTE ALTERNATA CON DIODI A SEMICONDUTTORI

I diodi termoionici impiegati negli stadi alimentatori possono venir sostituiti con i diodi a semiconduttori, il cui principio di funzionamento e le cui caratteristiche sono stati esposti nel Vol. I - §§ 95-96.

I diodi al germanio, adatti per rettificare tensioni molto basse con deboli correnti, non vengono impiegati negli alimentatori, ma negli stadi rivelatori; i diodi al silicio sono usati per rettificare basse tensioni con correnti di centinaia di amper; i diodi ad ossido di rame e al selenio vengono invece impiegati negli alimentatori radio perchè adatti a rettificare tensioni e correnti dei valori richiesti dai normali apparecchi radioriceventi.

I diodi a semiconduttore hanno il vantaggio, rispetto ai diodi termoionici, di un minor ingombro, di un minor consumo, di una lunga durata e di un basso costo; hanno lo svantaggio di deteriorarsi facilmente per sovraccarichi di corrente e per eccessiva temperatura (la massima temperatura ammissibile è di 70°C circa).

La scelta del diodo rettificatore a semiconduttore, del tipo ad ossido di rame e al selenio, viene determinata da:

a) **massima corrente continua richiesta** in funzione della superficie delle piastre che, per i diodi ad ossido di rame è di 20 mA/cm^2 e per i diodi al selenio è di 200 mA/cm^2;

b) **massima tensione alternata d'ingresso,** che determina il numero dei diodi da collegare in serie;

c) **massima tensione inversa di cresta,** alla quale corrisponde il limite di funzionamento del rettificatore;

d) **caduta di tensione interna,** che di solito è piuttosto bassa (2-8 volt); per questo i diodi a semiconduttori devono essere protetti da una resistenza limitatrice del valore di 5-20 ohm, da collegare in serie al rettificatore.

Le case costruttrici danno comunque, per ciascun tipo di diodo, tutti i valori caratteristici da considerare nella scelta del rettificatore.

Gli alimentatori che impiegano i diodi rettificatori a semiconduttori sono simili a quelli che impiegano i diodi termoionici, e possono essere a semplice effetto e a doppio effetto.

In generale, un diodo termoionico può sempre essere sostituito da un diodo a semiconduttore.

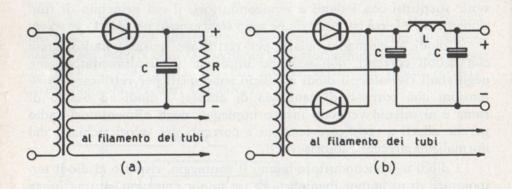



FIG. 3-11 - Alimentatori con diodi a semiconduttori a semplice effetto (a) e a doppio effetto con due diodi (b)

In fig. 3-11 a è rappresentato un alimentatore a semplice effetto.

Il trasformatore è provvisto di due secondari: uno per le tensioni anodiche, comprendente la cella rettificatrice, la resistenza limitatrice e il filtro; l'altro per l'accensione dei filamenti dei tubi termoionici dell'apparecchio.

Lo schema di fig. 3-11 b rappresenta un alimentatore a doppio effetto con due celle rettificatrici.

Un circuito molto usato negli alimentatori a doppio effetto è il raddrizzatore a ponte di Graetz, rappresentato in fig. 3-12.

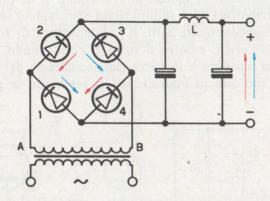



FIG. 3-12 - Alimentatore con diodi a semiconduttori collegati a ponte di Graetz

Durante il semiperiodo della tensione alternata che si genera nel secondario del trasformatore che rende positivo l'estremo *A*, la corrente elettronica fluisce nei diodi 1 e 3 e nella resistenza di carico, mentre i diodi 2 e 4 agiscono come interruttori aperti.

Durante il successivo semiperiodo, la corrente attraversa i diodi 2 e 4, fluisce nella resistenza di carico nel medesimo verso di prima, mentre i diodi 1 e 3 agiscono da interruttori aperti.

La connessione a ponte di Graetz presenta il vantaggio di non richiedere la presa centrale sul secondario del trasformatore.

Gli alimentatori fin qui descritti danno una tensione continua di uscita leggermente inferiore al valore di picco della tensione alternata applicata in entrata.

Esistono anche circuiti rettificatori in grado di sviluppare una tensione continua di uscita maggiore dell'ampiezza della tensione alternata di alimentazione.

Tali circuiti, detti *moltiplicatori di tensione*, vengono usati quando si vogliono ottenere tensioni più elevate di quelle di funzionamento dei diodi o quando non è conveniente l'uso del trasformatore di alimentazione.

In fig. 3-12a è rappresentato un *duplicatore* di tensione con il quale si ottiene una tensione continua di uscita circa doppia della tensione alternata presente al secondario del trasformatore. Quando il punto A è positivo, il tubo 1 conduce e il condensatore C_1 si carica, con le polarità indicate in figura, alla tensione V di picco del secondario del trasformatore. Nel semiperiodo successivo, se la resistenza R_1 ha valore sufficientemente alto, il condensatore C_1 mantiene quasi inalterata la sua carica, mentre il tubo 2, conducendo, carica il condensatore C_2 alla tensione V di picco del secondario del trasformatore con le polarità indicate in figura, cioè in serie con le polarità di C_1.

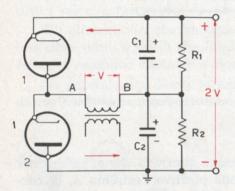



FIG. 3-12a - Duplicatore di tensione con trasformatore

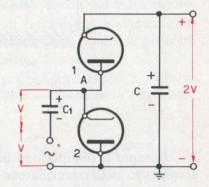



FIG. 3-12b - Duplicatore di tensione senza trasformatore

Poichè in corrispondenza ad un semiperiodo uno dei due condensatori si ricarica alla tensione V, mentre l'altro si scarica di una quantità trascurabile, e viceversa in corrispondenza del successivo semiperiodo, la tensione di uscita può ritenersi continua o leggermente fluttuante intorno ad un valore medio circa doppio della tensione V di alimentazione.

Il duplicatore di tensione di fig. 3-12b è equivalente al duplicatore di fig. 3-12a, ma rispetto a quest'ultimo ha il vantaggio di non richiedere alcun trasformatore e di permettere il collegamento a massa del terminale comune della rete di alimentazione e dell'uscita. Quando il tubo 1 non conduce, il condensatore C_1 si carica alla tensione V di picco della rete e il potenziale nel punto A raggiunge il valore $2V$

positivo. Quando il tubo 1 conduce, la tensione $2V$ tra il punto A e la massa, e quindi tra la placca e il catodo del tubo 1, carica il condensatore C alla tensione di picco $2V$. Questo sistema di inserzione di diodi in cascata può moltiplicare indefinitamente la tensione V di rete.

In fig. 3-12c è riportato lo schema di un rettificatore utilizzante quattro diodi che sviluppa, in assenza di carico, una tensione continua di uscita circa quattro volte maggiore del valore di picco della tensione di rete.

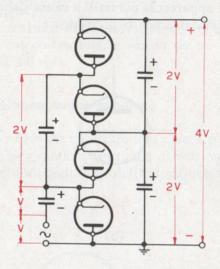



Fig. 3-12c - Quadruplicatore di tensione

33 - ALIMENTAZIONE DEI TUBI TERMOIONICI

I circuiti di alimentazione che si devono prevedere in ogni tubo termoionico sono:

a) **Il circuito di accensione del filamento per il riscaldamento del catodo emittente.**

Sappiamo (Vol. I - § 85) che, per quanto riguarda l'accensione, si hanno tubi a riscaldamento diretto e tubi a riscaldamento indiretto.

Nei primi, eccetto in qualche tipo di tubo trasmittente, si adopera generalmente corrente continua, in quanto la corrente alternata provocherebbe, a causa delle sue alternanze, una fluttuazione del campo elettrostatico acceleratore tra catodo e placca, sicchè il flusso elettronico non risulterebbe uniforme e costante nel tempo in corrispondenza dei vari punti del filamento emittente.

La sorgente di alimentazione è in questo caso comunemente costituita da una batteria di pile elettriche o di accumulatori (fig. 3-13 a), anche in considerazione che i tubi a riscaldamento diretto sono di solito preferiti negli apparecchi portatili a causa del minor consumo di energia di quelli a riscaldamento indiretto.

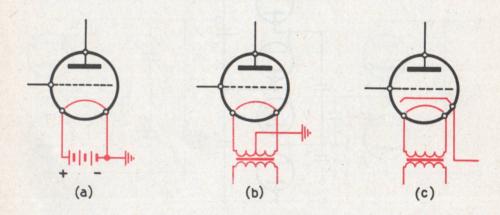



FIG. 3-13 - Schemi di circuiti di accensione di un tubo termoionico a riscaldamento diretto con corrente continua (a), a riscaldamento diretto con corrente alternata (b), a riscaldamento indiretto con corrente alternata (c)

In alcuni tubi trasmittenti a riscaldamento diretto, che richiedono correnti di accensione piuttosto intense ed anche tensioni anodiche molto elevate, si utilizza la corrente alternata con trasformatore riduttore che adatta la tensione di rete a quella richiesta dal filamento.

In questo caso il punto centrale dell'avvolgimento secondario viene collegato a massa (fig. 3-13 b), affinchè il potenziale lungo il filamento, a partire dal centro, risulti simmetrico e quindi risultino meglio compensate le fluttuazioni della corrente elettronica.

Nei tubi a riscaldamento indiretto, nei quali è richiesta una corrente di accensione molto più intensa, l'alimentazione del filamento

riscaldatore viene fatta in corrente alternata che viene prelevata normalmente dalla rete di distribuzione dell'energia elettrica. Tuttavia, poichè la tensione di accensione è sempre di pochi volt, si utilizza un trasformatore riduttore (fig. 3-13 c), oppure una sezione dell'avvolgimento secondario del trasformatore dello stadio alimentatore che fornisce tutte le altre tensioni richieste dall'apparato elettronico.

Di frequente, negli apparecchi radioriceventi, i filamenti dei vari tubi vengono collegati in serie e alimentati da una tensione alternata di opportuno valore, per modo che su ognuno di essi agisca la caduta di tensione prescritta.

I valori delle tensioni dei filamenti sono indicati, per ogni tubo, nei listini forniti dai costruttori, e vanno da un minimo di 2,5 volt ad un massimo di 24 volt.

b) **Il circuito di alimentazione anodica.**

La tensione positiva da applicare alla placca o anodo, il cui valore va da qualche decina a qualche centinaia di volt, viene fornita normalmente da uno stadio alimentatore del tipo di quelli descritti nei paragrafi precedenti.

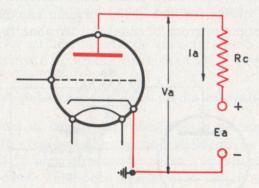



Fig. 3-14 - Schema del circuito di polarizzazione anodica

Il circuito anodico comprende sempre una resistenza di carico *Rc* inserita tra la placca e il polo positivo della sorgente di alimentazione (fig. 3-14). Tale resistenza in funzionamento statico, cioè in condizioni

di riposo del tubo, viene percorsa dalla corrente continua di placca *Ia*, mentre in funzionamento dinamico viene attraversata, come vedremo nel prossimo capitolo, da una corrente anodica variabile che determina il segnale amplificato riproducente le variazioni della tensione applicata (segnale di ingresso) tra la griglia controllo ed il catodo.

Indicando con *Ea* la f.e.m. dell'alimentatore anodico, la tensione *Va* di placca, cioè la tensione tra anodo e catodo, risulta evidentemente:

$$Va = Ea - Ia \cdot Rc$$

dove $Ia \cdot Rc$ è la caduta ohmica provocata dalla resistenza di carico *Rc*.

Normalmente il morsetto negativo dell'alimentatore è collegato a massa, cioè al telaio metallico dell'apparecchio radio, che costituisce il conduttore negativo comune a tutti i circuiti.

c) **Il circuito di polarizzazione della griglia schermo** (limitatamente ai pentodi e ai tetrodi).

La tensione positiva da applicare alla griglia schermo viene ricavata dallo stesso alimentatore anodico *Ea* attraverso la resistenza Rg_2 (fig. 3-15). Questa, essendo attraversata dalla corrente elettronica Ig_2, che rappresenta quella frazione della corrente catodica *Ik* raccolta dalla griglia schermo, provoca la caduta di tensione $Ig_2 \cdot Rg_2$.

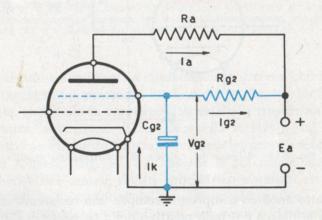



FIG. 3-15 - Schema del circuito di polarizzazione della griglia schermo

La tensione Vg_2 di polarizzazione della griglia schermo, cioè la tensione tra griglia schermo e catodo, risulta allora data da:

$$Vg_2 = Ea - Ig_2 \cdot Rg_2$$

Normalmente la tensione Vg_2, in condizioni di riposo del tubo, è inferiore alla tensione anodica Va, per cui la resistenza Rg_2 è sempre molto maggiore della resistenza di carico Rc.

La polarizzazione della griglia schermo deve rimanere costante il più possibile, anche quando il flusso elettronico varia, per effetto del segnale applicato tra griglia controllo e catodo.

Per ottenere la stabilizzazione della tensione Vg_2 viene collegato tra la griglia schermo e il catodo il condensatore Cg_2, detto *condensatore di disaccoppiamento o di fuga*, tale da costituire una via di minore impedenza per le componenti alternate, dovute al segnale, che ritornano perciò direttamente al catodo senza passare, se non in minimissima parte, per la resistenza Rg_2. Questa pertanto, risultando percorsa prevalentemente dalla corrente continua di riposo, mantiene costante la caduta di tensione, e quindi la polarizzazione della griglia schermo, intorno al valore prefissato.

Evidentemente per ottenere la desiderata reattanza capacitiva, il condensatore dovrà avere una capacità tanto maggiore quanto minore è la frequenza del segnale. Per questo i condensatori di griglia Cg_2, dovendo avere generalmente grande capacità, sono del tipo elettrolitico, perchè costruiti di piccole dimensioni anche per elevate capacità.

d) **Il circuito di polarizzazione della griglia controllo.**

In condizioni di riposo del tubo, cioè in assenza di segnale tra griglia controllo e catodo, il potenziale della griglia controllo, detto *potenziale base*, è normalmente negativo rispetto al potenziale del catodo e, a seconda del tipo e dell'impiego del tubo, va da qualche unità a qualche decina di volt.

Poichè tutte le tensioni agenti sugli elettrodi del tubo sono riferite al catodo, per polarizzare negativamente la griglia controllo non si può usufruire direttamente dell'alimentatore anodico Ea, perchè già collegato al catodo con il suo polo negativo. Si potrebbe impiegare una batteria di griglia Eg, di adatta f.e.m., collegata al catodo con il suo polo positivo, come rappresentato in fig. 3-16. Questo sistema pre-

senta evidentemente degli inconvenienti di ordine pratico, per cui non viene adottato.

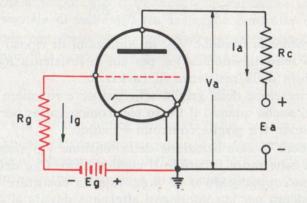



FIG. 3-16 - Schema del circuito di polarizzazione della griglia controllo mediante batteria

Negli amplificatori di grande potenza e negli stadi finali di potenza dei trasmettitori, che richiedono tensioni negative di polarizzazione dell'ordine di centinaia di volt, si ricorre ad un alimentatore separato, del tipo di quello anodico, cioè del tipo a diodi termoionici o del tipo a diodi a semiconduttori, dotato eventualmente di un partitore di tensione per ottenere tensioni di uscita di diverso valore.

Evidentemente affinchè le griglie controllo dei tubi risultino polarizzate negativamente rispetto al catodo, l'alimentatore deve essere collegato a massa con il polo positivo (fig. 3-17).

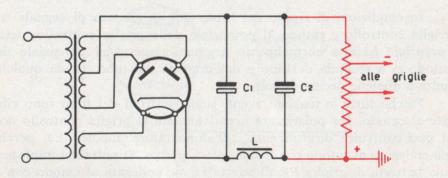



FIG. 3-17 - Alimentatore per la polarizzazione della griglia controllo

Ad eccezione di questi casi particolari in cui vengono richieste elevate tensioni negative di griglia, la polarizzazione della griglia controllo dei tubi termoionici viene ottenuta mediante un sistema chiamato *polarizzazione automatica del catodo*, il cui principio di funzionamento è descritto al paragrafo successivo.

È importante osservare che, qualunque sia il sistema di polarizzazione della griglia controllo, la stessa griglia, durante il funzionamento del tubo, potrebbe catturare e trattenere occasionali elettroni in transito verso la placca, che, accumulandovisi, renderebbero il suo potenziale sempre più negativo e cioè tanto negativo da bloccare ogni ulteriore flusso di elettroni.

Allo scopo di evitare che tali eventuali elettroni si accumulino sui fili di griglia, si inserisce tra la stessa griglia controllo e il polo negativo dell'alimentatore di griglia, una resistenza *Rg* di valore piuttosto elevato (0,5-1 megaohm), detta *resistenza di fuga di griglia*, attraverso la quale gli elettroni catturati dalla griglia possono ritornare al catodo (fig. 3-16).

È evidente che, in assenza di segnale, il numero degli elettroni catturati dalla griglia a potenziale negativo, è esiguo e perciò la corrente elettronica *Ig* che fluisce attraverso la resistenza *Rg* è assolutamente trascurabile.

Non altrettanto può dirsi quando, per effetto del segnale, la griglia assume un potenziale positivo rispetto al catodo: il numero degli elettroni che essa cattura è grande e perciò intensa risulta la corrente *Ig* fluente attraverso la resistenza di fuga *Rg*.

Poichè il senso elettronico della corrente *Ig* è quello che va dalla griglia al catodo, il potenziale della griglia rispetto al catodo viene diminuito del valore corrispondente alla caduta di tensione $Rg \cdot Ig$, con conseguente stabilizzazione e limitazione del potenziale negativo base assegnato alla griglia controllo.

34 - POLARIZZAZIONE AUTOMATICA DEL CATODO

In pratica, nei normali apparecchi radioriceventi, la polarizzazione negativa della griglia controllo viene ottenuta ponendo una resistenza *Rk* tra il catodo e la massa (punto di riferimento delle tensioni), come rappresentato in fig. 3-18. Per effetto della corrente catodica *Ik* che

fluisce in *Rk*, il catodo viene a trovarsi ad un potenziale positivo *Vk* rispetto alla massa, dato da:

$$Vk = Ik \cdot Rk$$

La griglia, collegata alla massa attraverso la resistenza di fuga *Rg*, assume rispetto al catodo un potenziale negativo *Vg*, dato da:

$$Vg = -Vk = -Ik \cdot Rk$$

e la corrente *Ig* di griglia è perciò nulla (o, come abbiamo detto precedentemente, assolutamente trascurabile).

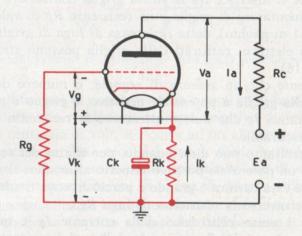



FIG. 3-18 - Polarizzazione automatica del catodo di un triodo

In ciò consiste la polarizzazione automatica del catodo.

La tensione negativa di griglia *Vg* dipende dalla corrente catodica *Ik* che in un triodo coincide con la corrente anodica *Ia* ($Ik = Ia$), mentre in un tetrodo e in un pentodo coincide con la somma della corrente anodica *Ia* con la corrente di griglia schermo Ig_2 ($Ik = Ia + Ig_2$).

Si ha però che per ogni valore della resistenza catodica *Rk*, la polarizzazione di griglia tende a stabilizzarsi su un valore fisso.

Infatti, se la corrente anodica *Ia* tende per es. ad aumentare, aumenta proporzionalmente la caduta ohmica di tensione $Ik \cdot Rk$ e

perciò la tensione Vg di griglia diventa più negativa rispetto al catodo. La corrente anodica, risultando allora maggiormente contrastata, tende a diminuire, con conseguente diminuzione della caduta $Ik \cdot Rk$ e la tensione Vg diventa meno negativa.

Durante il funzionamento dinamico del tubo, le variazioni della corrente anodica, dovute al segnale applicato fra griglia controllo e massa, vengono perciò parzialmente contrastate dalla conseguente variazione del potenziale del catodo e cioè dalla variazione opposta del potenziale della griglia controllo.

D'altra parte la polarizzazione base della griglia controllo dovrebbe essere indipendente dalle variazioni di potenziale che il segnale produce sulla griglia stessa.

Per non contrastare le variazioni della corrente anodica, cioè per stabilizzare il potenziale catodico ed anche il potenziale base di griglia, occorre collegare in parallelo sulla resistenza catodica Rk un condensatore Ck di disaccoppiamento avente la funzione di stabilizzare la tensione ai capi della resistenza Rk, durante il funzionamento dinamico del tubo.

Tale condensatore deve cioè presentare alle componenti alternate del segnale, anche a quelle di frequenza più bassa, una reattanza capacitiva più piccola della resistenza Rk, per modo che in questa fluisca solo la componente continua.

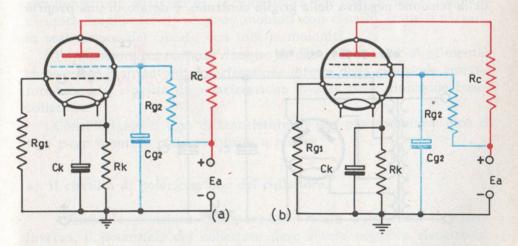



FIG. 3-19 - Schemi dei circuiti di alimentazione e di polarizzazione automatica di un tetrodo (a) e di un pentodo (b)

Come detto a proposito del condensatore di griglia Cg_2, anche la capacità del condensatore catodico deve essere inversamente proporzionale alla frequenza del segnale. Più bassa è la frequenza, maggiore deve essere la capacità Ck.

Per questo i condensatori catodici, dovendo avere generalmente grande capacità e dovendo lavorare con tensioni di poche unità di volt, sono del tipo elettrolitico, perchè costruiti in piccole dimensioni per elevate capacità e per deboli tensioni.

In fig. 3-19 sono rappresentati gli schemi dei circuiti completi di alimentazione con polarizzazione automatica del catodo di un tetrodo e di un pentodo. Osserviamo che i due circuiti sono identici, perchè la griglia di soppressione, nei pentodi, viene generalmente collegata al catodo e di frequente permanentemente connessa al catodo nell'interno del tubo.

Nel caso della polarizzazione automatica del catodo, la tensione Va tra placca e catodo e la tensione Vg_2 tra griglia schermo e catodo risultano diminuite rispetto alla tensione Ea dell'alimentatore, non solo della caduta di tensione provocata rispettivamente dalla resistenza di carico Rc e dalla resistenza di griglia schermo Rg_2, ma risultano diminuite anche della caduta provocata dalla resistenza catodica Rk.

Normalmente ogni tubo termoionico, in base al valore richiesto della tensione negativa della griglia controllo, è dotato di una propria

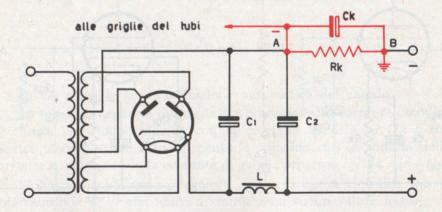



FIG. 3-20 - Polarizzazione globale automatica del catodo ottenuta mediante la resistenza *Rk* inserita sul ritorno negativo comune

polarizzazione automatica del catodo. Diversamente, se tutti i tubi dell'apparecchio elettronico necessitano della stessa tensione negativa di griglia, la polarizzazione automatica del catodo può essere ottenuta globalmente inserendo una resistenza supplementare *Rk*, disaccoppiata anche in questo caso per mezzo del condensatore *Ck*, nel ritorno negativo comune dell'alimentatore anodico, come rappresentato in fig. 3-20.

Il potenziale dell'estremo *A* della resistenza *Rk* è più negativo del potenziale dell'estremo *B*, per il fatto che la corrente elettronica fluisce nella resistenza da *A* verso *B*. La tensione negativa di griglia è determinata dalla caduta di tensione in *Rk*, cioè dal valore della resistenza e dalla somma delle correnti richieste dai vari tubi dell'apparecchio.

35 - ALIMENTAZIONE DEI TRANSISTORI

Nei transistori manca il circuito di accensione. Ciò rappresenta un grande vantaggio sia per il minor consumo di energia elettrica che per la semplificata realizzazione dei circuiti. È questo il motivo per il quale gli apparecchi radioriceventi portatili e gli apparecchi elettronici industriali, quali per es. le calcolatrici, che comprendono migliaia di unità amplificatrici, vengono montati con circuiti transistorizzati, in sostituzione dei circuiti con tubi termoionici.

I transistori necessitano dunque di due soli circuiti di alimentazione e cioè il circuito di polarizzazione diretta della giunzione emettitore-base e il circuito di polarizzazione inversa della giunzione base-collettore.

Consideriamo il tipo di transistore di uso più comune e cioè il tipo p-n-p montato con emettitore a massa.

a) Il circuito di polarizzazione del collettore.

Affinchè la giunzione collettore-base risulti polarizzata in senso inverso, il potenziale del collettore deve essere negativo rispetto al potenziale dell'emettitore comune, preso come punto di riferimento delle tensioni agenti sul transistore.

La polarizzazione negativa del collettore viene fornita da una batteria di pile, la cui f.e.m. *Ec* del valore da 5 a 20 volt al massimo, a seconda dei tipi di transistore, non deve superare il valore della massima tensione inversa che la giunzione collettore-base può sopportare senza deteriorarsi.

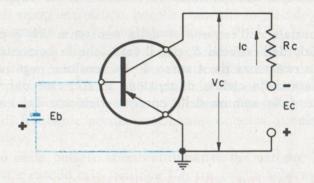



FIG. 3-21 - Schema del circuito di polarizzazione del collettore e della base di un transistore *p-n-p* con emettitore comune.

Anche nei transistori, come nei tubi termoionici, viene inserita tra il collettore e il polo negativo della batteria *Ec*, una resistenza *Rc*, (fig. 3-21), avente la funzione di resistenza di utilizzazione o di carico.

Tale resistenza, percorsa dalla corrente *Ic* di collettore, provoca una caduta di tensione $Rc \cdot Ic$ e perciò la tensione di polarizzazione *Vc* del collettore, cioè la tensione tra collettore ed emettitore, risulta data da:

$$Vc = Ec - Rc \cdot Ic$$

Il senso della corrente *Ic* indicato in figura si riferisce al senso di scorrimento degli elettroni.

b) **Il circuito di polarizzazione della base.**

Anche la base deve essere polarizzata negativamente rispetto all'emettitore comune, affinchè la giunzione base-emettitore risulti polarizzata in senso diretto. Poichè la resistenza che detta giunzione offre al passaggio della corrente è molto bassa, la f.e.m. di polarizzazione

deve essere molto piccola (frazioni di volt) onde evitare che la corrente di base raggiunga valori troppo elevati che danneggerebbero il transistore.

La polarizzazione negativa di base si potrebbe ottenere usufruendo di una batteria *Eb*, come rappresentato nello schema di fig. 3-21. Si avrebbe però l'inconveniente di dover ricorrere, per l'alimentazione del transistore, a due distinte sorgenti di tensione.

In pratica, la tensione di polarizzazione *Vb* tra base ed emettitore comune, viene ricavata dalla stessa batteria *Ec* di collettore.

Allo scopo si inserisce tra la base e il polo negativo della batteria *Ec* una resistenza *Rb* (fig. 3-22) che, percorsa dalla corrente *Ib* di base, provoca una caduta di tensione $Ib \cdot Rb$. Poichè il senso della corrente elettronica nella resistenza *Rb* è quello che va dal polo negativo della batteria *Ec* alla base, il potenziale della base risulta evidentemente negativo rispetto al potenziale dell'emettitore.

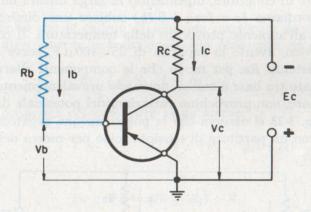



FIG. 3-22 - Schema del circuito di polarizzazione della base per mezzo della resistenza di base *Rb*.

Scelto opportunamente il valore di *Rb*, si può ottenere tra base ed emettitore la tensione *Vb* desiderata, essendo:

$$Vb = Ec - Ib \cdot Rb$$

La resistenza *Rb* può essere paragonata quindi alla resistenza di fuga di griglia dei tubi termoionici. Però, mentre in questi ha la fun-

zione di stabilizzare il potenziale negativo di griglia fornito dalla batteria *Eg* di griglia, nel transistore ha la funzione di polarizzare negativamente la base rispetto all'emettitore.

Tuttavia anche nei transistori, come nei tubi, vengono di frequente inserite tra l'emettitore e la massa una resistenza *Re* e un condensatore *Ce* (fig. 3-23) che, nei tubi termoionici, inseriti tra catodo e massa costituivano il circuito di polarizzazione automatica del catodo in sostituzione della batteria di griglia, mentre nei transistori hanno la funzione di stabilizzare la temperatura o meglio di compensare le variazioni della corrente *Ic* di collettore provocate dalle variazioni della temperatura nel transistore. Ricordiamo infatti (Vol. I - § 100) che se la corrente di collettore *Ic* aumenta sotto l'influenza della temperatura, aumenta proporzionalmente la caduta di tensione ai capi di *Re*, e conseguentemente diminuisce la tensione utile *Vb* tra base ed emettitore. Diminuisce allora anche la corrente *Ib* di base, per cui la corrente *Ic* di collettore, dipendendo in larga misura dalla corrente di base (ricordiamo $Ic = Iceo + \beta Ib$) subisce una diminuzione, corrispondente all'aumento provocato della temperatura. Il condensatore *Ce*, elettrolitico, avente la capacità di $25 \div 100 \, \mu F$, serve a disaccoppiare la resistenza *Re*, per modo che le componenti alternate del segnale applicato tra base e massa, passando prevalentemente attraverso il condensatore, non provochino variazioni del potenziale di base.

Dalla fig. 3-23 si osserva che la polarizzazione negativa della base è ottenuta con un partitore di tensione, cioè per mezzo delle due resi-

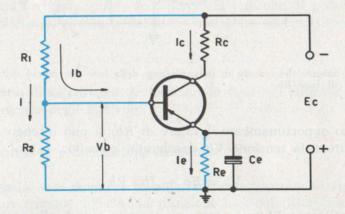



Fig. 3-23 - Schema del circuito di polarizzazione della base per mezzo di un partitore di tensione

stenze R_1 e R_2 collegate in serie tra loro e sottoposte alla batteria di collettore Ec. La tensione Vb tra base e massa è data da:

$$Vb = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot Ec$$

Infatti, se si trascura la piccola intensità della corrente di base Ib che dal polo negativo della batteria, attraverso la resistenza R_1, la giunzione base-emettitore e la resistenza di emettitore Re, torna alla batteria, la corrente I nelle due resistenze in serie R_1 e R_2 può ritenersi data da:

$$I = \frac{Ec}{R_1 + R_2}$$

Ricordando che le cadute di tensione provocate da resistenze in serie sono direttamente proporzionali alle resistenze, si ha:

$$R_1 \cdot I : R_2 \cdot I = R_1 : R_2$$

Per la proprietà del comporre si ha anche:

$$(R_1 \cdot I + R_2 \cdot I) : R_2 \cdot I = (R_1 + R_2) : R_2$$

e cioè

$$Ec : Vb = (R_1 + R_2) : R_2$$

da cui:

$$Vb = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot Ec$$

Per mantenere costante il più possibile la tensione Vb e per ottenere quindi anche una stabilizzazione efficace, occorre disporre le cose in modo che le variazioni della corrente Ib di base non influiscano sulla caduta di tensione provocata dalla resistenza R_2.

CAPITOLO QUARTO

L'Amplificazione e Stadi amplificatori

I tubi elettronici ad alto vuoto e i transistori, inseriti in circuiti adatti, sono in grado di dare all'uscita una riproduzione ingrandita della potenza elettrica applicata all'entrata. Possono cioè funzionare da *amplificatori* in quanto un segnale di piccolissima potenza, cioè una piccola variazione del potenziale elettrico applicato tra la griglia e il catodo di un tubo elettronico, o una piccola variazione della corrente di polarizzazione diretta che fluisce attraverso la giunzione emettitore-base nei transistori, può comandare un flusso relativamente grande di corrente nel circuito di placca del tubo e nel circuito di collettore del transistore.

36 - PUNTO DI FUNZIONAMENTO E RETTA DI CARICO DI UNO STADIO AMPLIFICATORE

Poichè tutti i tubi, ad eccezione del diodo, sono riportabili al triodo in quanto le tensioni applicate alle griglie degli altri tubi (esclusa la griglia controllo) sono fisse, il principio di funzionamento

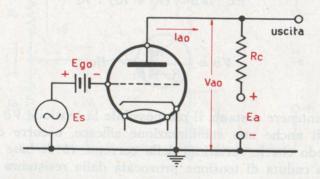



FIG. 4-1 - Schema di principio di un amplificatore

dell'amplificatore può essere studiato attraverso lo schema relativo all'impiego di un triodo (fig. 4-1) alimentato, per semplicità, con batterie di pile: *Ea* che fornisce la tensione di riposo anodica, detta *tensione di alimentazione anodica*, ed *Ego* che fornisce la tensione negativa base di griglia, detta *tensione di polarizzazione di griglia.*

Il generatore *Es* fornisce la tensione, che supponiamo alternata, del segnale da amplificare, cioè la *tensione di entrata.*

Per semplicità riteniamo che l'impedenza di carico sia costituita da una resistenza *Rc* puramente ohmica, ai capi della quale viene ricavata la tensione amplificata del segnale.

Lo studio dell'amplificazione non può essere fatto che per via sperimentale, cioè tramite le caratteristiche del tubo.

Consideriamo una famiglia di caratteristiche anodiche di un triodo (fig. 4-2).

Occorre innanzi tutto determinare i *valori di riposo* dei parametri elettrici del tubo, cioè della corrente anodica di riposo *Iao* e della tensione anodica di riposo *Vao*, quando il tubo, in assenza di segnale, è chiuso su una resistenza *Rc* di carico.

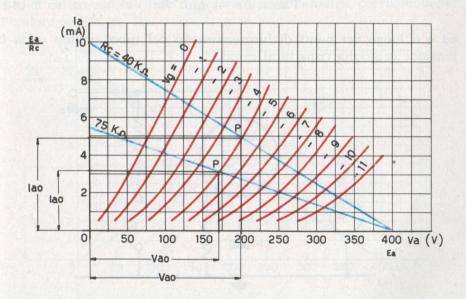



FIG. - 4-2 - Caratteristiche anodiche di un triodo e rette di carico per la determinazione delle grandezze elettriche di riposo

Tale determinazione viene fatta per via grafica tracciando sul piano delle caratteristiche anodiche statiche una retta, detta *retta di carico*, che interseca le ascisse nel punto $Va = Ea$ ($Ia = O$) e le ordinate nel punto $Ia = Ea/Rc$ ($Va = O$).

Le condizioni di funzionamento a riposo del tubo sono immediatamente individuate dal punto di intersezione P della retta di carico con la caratteristica corrispondente al valore Vgo della tensione di polarizzazione della griglia.

Riferendoci alla fig. 4-2, per una resistenza di carico di 40 KΩ, per una tensione negativa di griglia di — 4 volt e per una tensione di alimentazione anodica di 400 volt, la corrente anodica di riposo risulta di 4,9 mA, mentre la tensione anodica di riposo è di 200 volt.

Mantenendo costanti le tensioni dell'alimentatore anodico Ea e della polarizzazione di griglia Vgo, per una resistenza di carico di 75 KΩ si ottiene invece una corrente anodica di riposo di 3,2 mA e una tensione anodica di riposo di 168 V.

La retta di carico rappresenta dunque, nel piano delle caratteristiche anodiche, l'equazione:

$$Vao = Ea - Iao \quad Rc \tag{4-1}$$

ed è il luogo dei punti di funzionamento del tubo quando varia la tensione di griglia rispetto al catodo.

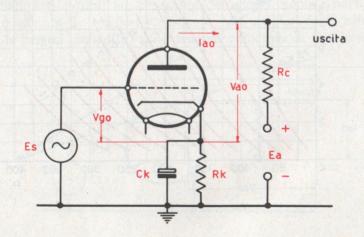



Fig. 4-3 - Schema di principio di un amplificatore con polarizzazione automatica del catodo

Se la polarizzazione di griglia è ottenuta automaticamente mediante l'inserzione nel circuito del catodo di una resistenza *Rk*, come rappresentato nella fig. 4-3, la determinazione del punto *P* di funzionamento del tubo può essere fatta ancora per via grafica.

In questo caso però la tensione di polarizzazione della griglia *Vgo* è determinata dalla resistenza *Rk* e dalla corrente anodica di riposo *Iao*:

$$Vgo = - Iao \cdot Rk \tag{4-2}$$

e la tensione anodica di riposo *Vao* cioè la tensione fra placca e catodo è data da:

$$Vao = Ea - Iao \cdot (Rc + Rk) \tag{4-3}$$

La retta di carico pertanto esprime quest'ultima equazione, e ha per estremi il punto di intersezione con le ascisse corrispondente al valore $Va = Ea$ e il punto di intersezione con le ordinate corrispondente al valore $Ia = Ea/(Rc + Rk)$.

Il punto di funzionamento *P* è determinato dalla intersezione della retta di carico con la *curva di polarizzazione catodica*, corrispondente al valore scelto di *Rk*.

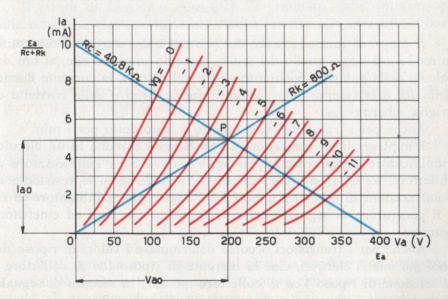



FIG. 4-4 - Caratteristiche di un triodo con retta di carico e curva di polarizzazione

Infatti, stabilito un valore di Rk, per ottenere una tensione negativa Vgo di polarizzazione della griglia, esiste un solo valore della corrente anodica di riposo, cioè quello corrispondente al punto di funzionamento, capace di provocare la caduta di tensione catodica desiderata.

La curva di polarizzazione catodica viene ottenuta moltiplicando la resistenza Rk per i crescenti valori della corrente anodica, da zero al massimo valore ammissibile.

In fig. 4-4 è rappresentata la costruzione grafica della retta di carico e della curva di polarizzazione catodica sul piano delle caratteristiche anodiche statiche di un triodo, per individuare il punto di funzionamento del tubo relativo ad una resistenza di carico di 40 KΩ e ad una resistenza catodica di 800 Ω.

Se invece della resistenza catodica Rk, si sceglie, come dato di partenza, la tensione di polarizzazione Vgo, si traccia una retta di carico relativa alla resistenza Rc di carico aumentata del valore presumibile della resistenza catodica Rk. Il punto P di funzionamento si determina mediante l'intersezione della retta di carico con la caratteristica corrispondente alla tensione negativa Vgo di griglia e si calcola il valore della Rk:

$$Rk = \frac{Vgo}{Iao} \qquad (4\text{-}4)$$

Il punto di funzionamento dei pentodi e dei tetrodi si determina in modo analogo a quello dei triodi, tenendo presente che, ai fini del calcolo della polarizzazione automatica del catodo, la corrente fluente nella Rk è la somma della corrente anodica Iao e della corrente di griglia schermo Ig_2.

Anche per i transistori vale quanto è stato detto per i tubi.

L'impiego di un transistore ad emettitore comune in un circuito amplificatore è rappresentato in fig. 4-5, dove Ec è l'alimentatore di collettore, Rc è la resistenza di carico, R_1 e R_2 sono le resistenze di polarizzazione di base, il gruppo Re e Ce agisce da stabilizzatore ed Es è il generatore di segnali alternati, applicato tra base ed emettitore comune.

Anche per i transistori occorre determinare i valori di riposo dei suoi parametri elettrici, cioè la corrente di riposo Ico di collettore e la tensione di riposo Vco di collettore quando, in assenza di segnale, il transistore è chiuso su una resistenza di carico Rc.

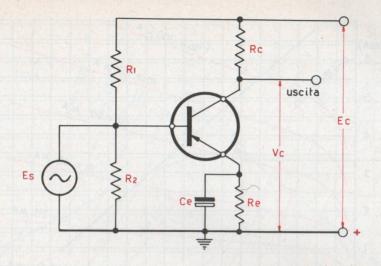



FIG. 4-5 - Schema di principio di un amplificatore a transistore *p-n-p* ad emettitore comune

Analogamente a quanto fatto per i tubi, anche per i transistori si traccia la retta di carico, corrispondente al valore della resistenza *Rc*, sul piano di una famiglia di caratteristiche statiche di uscita.

Il punto di funzionamento *P* è determinato dalla intersezione della retta di carico con la caratteristica relativa alla corrente di base *Ib* prestabilita, come rappresentato in fig. 4-6.

37 - CARATTERISTICHE MUTUE E DI TRASFERIMENTO STATICHE E DINAMICHE

Nel Vol. I - § 87 sono state descritte le caratteristiche mutue statiche di un triodo, che esprimevano il modo di variare della corrente anodica *Ia* in funzione della tensione di griglia *Vg*, rimanendo costante il valore della tensione anodica *Va*:

$$Ia = f\ (Vg) \qquad \text{per } Va = \text{cost.}$$

Infatti, per non aver inserito nel circuito anodico una resistenza di carico ($R_C = O$), la tensione anodica poteva rimanere costantemente uguale alla tensione di alimentazione ($Va = Ea$).

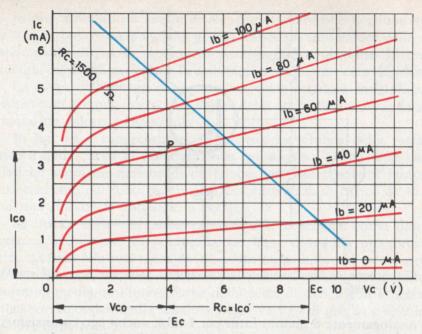



Fig. 4-6 - Caratteristiche di uscita di un transistore e retta di carico

Tali caratteristiche avevano un determinato andamento e venivano chiamate *caratteristiche mutue statiche.*

La presenza invece di una resistenza di carico che, con la sua caduta di tensione variabile con la corrente anodica, fa variare la tensione anodica, modifica grandemente l'andamento delle caratteristiche mutue, andamento che varia con il variare della stessa resistenza di carico.

A queste nuove caratteristiche si dà il nome di *caratteristiche mutue dinamiche.*

Esse hanno una pendenza, e quindi una conduttanza mutua, inferiore a quella delle caratteristiche statiche. Si ricavano dalle caratteristiche anodiche riportando sulle ascisse di un sistema di assi cartesiani, il valore delle tensioni negative di griglia corrispondenti alle caratteristiche anodiche e sulle ordinate le intensità delle correnti anodiche determinate dalla retta di carico, come rappresentato in fig. 4-7.

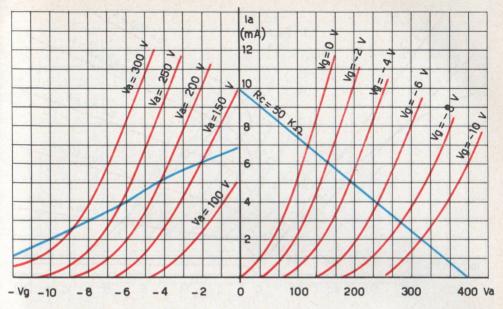



Fig. 4-7 - Caratteristiche anodiche e caratteristiche mutue statiche e dinamiche di un triodo

La linearità delle caratteristiche mutue dinamiche esprime, come vedremo in seguito, la linearità di funzionamento del circuito.

Analogamente si può dire delle caratteristiche di trasferimento di un transistore.

Nel Vol. I - § 99 sono state descritte le caratteristiche statiche di trasferimento di un transistore montato con emettitore comune, ricavate in corrispondenza cioè di una resistenza di carico nulla, espresse dalla funzione:

$$Ic = f\ (Ib) \qquad \text{per } Vc = \text{cost.}$$

Se si inserisce però nel circuito di collettore una resistenza di carico, la tensione *Vc* di collettore varia con il variare della corrente *Ic* di collettore, in corrispondenza ai diversi valori della corrente *Ib* di base.

Le caratteristiche di trasferimento modificano di conseguenza il loro andamento e prendono il nome di *caratteristiche dinamiche di trasferimento.*

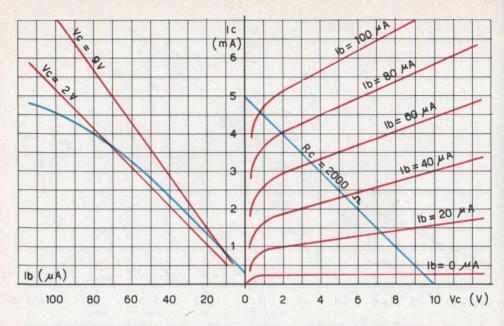



FIG. 4-8 - Caratteristiche di uscita e di trasferimento statiche e dinamiche di un transistore

In fig. 4-8 sono rappresentate le caratteristiche di trasferimento statiche e dinamiche ricavate dalle caratteristiche di uscita di un transistore ad emettitore comune, con inserito nel circuito di collettore una resistenza di carico di 2.000 ohm.

38 - AMPLIFICAZIONE E GUADAGNO DI TENSIONE

Abbiamo detto che la retta di carico tracciata nel piano delle caratteristiche anodiche, è il luogo dei punti di funzionamento del tubo, quando varia la tensione della griglia controllo.

Il processo dell'amplificatore può essere pertanto studiato per via grafica.

Supponiamo infatti di applicare mediante il generatore *Es* di fig. 4-3, un segnale alternato tra la griglia controllo e il catodo, avente, p.e., l'ampiezza di 3 volt.

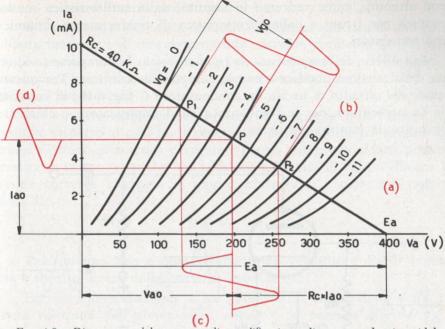



FIG. 4-9 - Diagramma del processo di amplificazione di un segnale sinusoidale

Il punto di funzionamento del tubo oscilla tra i punti P_1 e P_2 (fig. 4-9).

Di conseguenza la corrente anodica oscilla intorno al valore di riposo *Iao* di 5 mA fra i valori di 3,4 mA e di 6,6 mA; e la tensione anodica oscilla pure intorno al valore di riposo *Vao* di 200 V, fra i valori di 260 V e di 140 V.

Osserviamo che la tensione anodica è di fase opposta a quella della tensione del segnale. Infatti, per un aumento positivo del segnale, la griglia permette il passaggio di un maggior flusso di elettroni verso la placca: la corrente anodica aumenta rispetto al valore di riposo e provoca nella resistenza di carico una maggior caduta, per cui la tensione anodica diminuisce rispetto al suo valore di riposo.

Dunque all'alternanza positiva del segnale corrisponde l'alternanza negativa della tensione anodica. La tensione di uscita è cioè sfasata di 180° sulla tensione di entrata.

Più comunemente, la soluzione per via grafica dell'amplificatore viene ottenuta, come vedremo in seguito, dalla caratteristica mutua dinamica per i tubi e dalla caratteristica di trasferimento dinamica per i transistori.

Agli effetti dell'amplificazione interessa solo la componente alternata della tensione anodica e non la componente continua. Per questo si pone nel circuito di uscita un condensatore *C* (fig. 4-10) di capacità tale da presentare, per le frequenze a cui l'amplificatore è chiamato a lavorare, la minima reattanza.

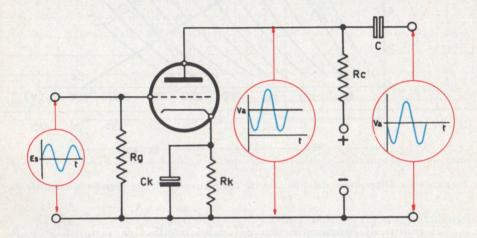



FIG. 4-10 - La tensione di uscita è sfasata di 180° sulla tensione del segnale e contiene la componente continua. che viene soppressa dal condensatore C

Tale condensatore ha il compito di impedire il passaggio della componente continua senza creare un sensibile ostacolo alla componente alternata.

L'ampiezza di questa componente alternata che si preleva all'uscita del circuito è, nel caso considerato, di 60 V, mentre la tensione del segnale applicato tra griglia e catodo è di soli 3 V.

Si è dunque ottenuta una *amplificazione* della tensione di entrata e il circuito considerato in fig. 4-10 si comporta da *amplificatore.*

Cerchiamo di chiarire il concetto di amplificazione.

L'elevazione della tensione potrebbe ottenersi con un normale trasformatore in salita. Però tra l'amplificazione di tensione di un

trasformatore e l'amplificazione di tensione di un circuito amplificatore vi è una differenza sostanziale.

Il trasformatore in salita converte la potenza elettrica di una determinata tensione e di una determinata corrente applicata al primario, in una potenza dello stesso valore (se si escludono le perdite), ma di tensione più elevata e di corrente proporzionalmente più ridotta, ricavabile al secondario.

Nel circuito amplificatore invece, se la griglia non diventa mai positiva rispetto al catodo, il generatore *Es*, applicato tra griglia controllo e catodo, non eroga corrente e perciò non eroga alcuna potenza, mentre in uscita si ottiene una tensione alternata di valore efficace *Va* e una corrente alternata di valore efficace *Ia*, e cioè una potenza data da:

$$P = Va \cdot Ia$$

Tale potenza non è quindi fornita dal generatore *Es* di segnali, ma è fornita invece dalla batteria anodica *Ea*.

Per cui l'*amplificazione è un processo di conversione della potenza continua dell'alimentatore anodico, in potenza alternativa, a causa della regolazione della corrente fluente nel tubo effettuata dalla tensione* Es *del segnale alternato applicato in griglia.*

In alcuni casi l'amplificatore viene progettato per ottenere una amplificazione di potenza, cioè un discreto valore sia della tensione che dell'intensità di corrente.

In altri casi, in cui la potenza non ha alcun interesse, l'amplificatore viene progettato per amplificare soprattutto la tensione dei deboli segnali applicati all'ingresso.

Si chiama *rapporto di amplificazione A* il rapporto tra l'ampiezza alternativa della tensione anodica *Va*, o di uscita, e l'ampiezza alternativa *Vg* della tensione del segnale, o di entrata, fornita dal generatore *Es*.

$$A = \frac{Va}{Vg} \tag{4-7}$$

La tensione alternativa *Va* è data da:

$$Va = Ia \cdot Rc \tag{4-8}$$

mentre la corrente dinamica *Ia* si calcola con l'espressione:

$$Ia = \frac{-\mu\ Vg}{Rd + Rc} \tag{4-9}$$

dove *Rd* è la resistenza interna del tubo e μ il coefficiente di amplificazione.

Sostituendo si ha:

$$A = \frac{Va}{Vg} = \frac{Ia\ Rc}{Vg} = \frac{-\mu \dfrac{Vg\ Rc}{Rd+Rc}}{Vg} = -\mu \frac{Rc}{Rd+Rc} \tag{4-10}$$

Dividendo numeratore e denominatore del secondo membro per *Rc*, si ottiene:

$$A = -\mu \frac{1}{1 + \dfrac{Rd}{Rc}} \tag{4-11}$$

da cui si osserva che il rapporto di amplificazione *A* del tubo è sempre inferiore al coefficiente di amplificazione μ.

Ciò giustifica la minore pendenza delle caratteristiche mutue dinamiche rispetto a quella delle caratteristiche statiche e quindi il minor valore della conduttanza dinamica *gmd* rispetto al valore della conduttanza statica *gm*.

Infatti, mentre quest'ultima, per la legge di Barchausen, è data da:

$$gm = \frac{\mu}{Rd} \tag{4-12}$$

la conduttanza mutua dinamica *gmd* è data da:

$$gmd = \frac{A}{Rd} = \frac{-\mu \dfrac{Rc}{Rd+Rc}}{Rd} = -gm \frac{Rc}{Rd+Rc} = -gm \frac{1}{1 + \dfrac{Rd}{Rc}} \tag{4-13}$$

Il rapporto di amplificazione A può essere espresso allora anche in funzione della conduttanza mutua *gm*:

$$A = gmd\ Rd = -\ gm \frac{Rd\ Rc}{Rd + Rc} = -\ gm \frac{1}{\frac{1}{Rd} + \frac{1}{Rc}} \qquad (4\text{-}14)$$

Se il carico anodico fosse costituito, anzichè da una resistenza puramente ohmica *Rc*, da una impedenza *Zc*, p.e., ohmico-induttiva, il rapporto di amplificazione *A* si calcola con l'espressione:

$$A = -\ \mu \sqrt{\frac{Rc^2 + Xc^2}{(Rd + Rc)^2 + Xc^2}} \qquad (4\text{-}15)$$

In tal caso però la tensione alternativa *Va* non risulta più sfasata di 180° sulla tensione *Vg* del segnale, ma risulta sfasata di un angolo maggiore di 180° gradi se il carico è induttivo e di un angolo minore di 180° se il carico è capacitivo.

Il rapporto di amplificazione *A*, se espresso in *decibel*, prende il nome di *guadagno di tensione Av* e si calcola con la formula (v. § 4):

$$Av = 20\ log \frac{Va}{Vg} = 20\ log\ A \qquad (4\text{-}16)$$

Da un primo esame della (4-11) o della (4-14) sembrerebbe che, aumentando continuamente la resistenza di carico *Rc*, si possa ottenere un'amplificazione sempre più grande. Ricordiamo che l'aumento di *Rc* provoca una diminuzione della pendenza della caratteristica dinamica e quindi della corrente anodica. Occorrerebbe aumentare anche la tensione dell'alimentatore anodico per riportare la caratteristica alla pendenza di prima.

La soluzione di compromesso che permette di ottenere la massima amplificazione con la tensione di alimentazione disponibile, è quella di assegnare a *Rc* un valore di 4-5 volte maggiore di quello della resistenza *Rd* del tubo.

Il processo dell'amplificazione nei transistori è analogo a quello dei tubi.

Però, mentre nei tubi il segnale applicato in griglia modifica direttamente la corrente anodica e quindi la tensione anodica, nei transistori il segnale applicato tra base ed emettitore, polarizza più o meno la giunzione base-emettitore e perciò modifica la corrente di base che a sua volta modifica la corrente di collettore e quindi la tensione di collettore.

Anche per i transistori il rapporto di amplificazione A è dato dal rapporto tra la tensione alternativa Vc di uscita o di collettore e la tensione Vs del segnale:

$$A = \frac{Vc}{Vs} = \frac{Ic \cdot Rc}{Ib \cdot Ri} \qquad (4\text{-}17)$$

dove Ib e Ic sono rispettivamente la corrente di base e la corrente di collettore, Rc la resistenza di carico ed Ri la resistenza d'ingresso del transistore, corrispondente alla polarizzazione diretta della giunzione base-emettitore.

Poichè tale resistenza d'ingresso è, nei transistori montati con emettitore comune, piuttosto piccola, l'amplificazione A, e perciò il guadagno, deve essere considerato di corrente più che di tensione.

39 - CLASSIFICAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI

Gli amplificatori si possono classificare in diversi modi.

1) In base alla grandezza elettrica che si desidera ricavare all'uscita, si hanno:

   a) *Amplificatori di tensione*, quando all'uscita si vuole ottenere un segnale avente grande tensione e piccola corrente. Hanno il compito di aumentare l'ampiezza dei piccoli segnali provenienti da antenne, microfoni, rivelatori fonografici, ecc. Nei radioricevitori tutti gli stadi amplificatori, tranne l'ultimo, sono di tensione.

   b) *Amplificatori di potenza*, quando all'uscita si vuole ottenere un segnale avente una grande tensione e una grande corrente, cioè

una grande potenza. Vengono usati soprattutto nello stadio amplificatore finale di bassa frequenza che alimenta l'altoparlante e negli stadi finali dei trasmettitori.

2) In funzione dell'intervallo di frequenza che si vuole amplificare, si hanno:

   a) *Amplificatore a bassa frequenza (BF) o ad audio frequenza,* detti anche a *larga banda* perchè destinati ad amplificare soprattutto la parola e la musica in maniera uniforme su tutto l'intervallo delle audio frequenze.

   b) *Amplificatori a radio frequenza (RF),* detti anche *selettivi,* perchè destinati ad amplificare una sola frequenza o una banda ristretta intorno ad un valore di frequenza prestabilito.

   c) *Amplificatori a video frequenza (VHF-UHF),* detti anche a *larghissima banda,* perchè destinati ad amplificare i segnali televisivi, segnali cioè la cui frequenza può variare tra 30 Hz e 4-5 MHz, fino ad 8 MHz nei radar.

   d) *Amplificatori a corrente continua.* Sono destinati ad amplificare tensioni o correnti continue o aventi frequenze di pochi hertz.

3) In base alla scelta del valore della tensione di polarizzazione della griglia nei tubi o della base nei transistori, e del valore del segnale applicato nel circuito di ingresso, gli amplificatori si dividono nelle seguenti classi:

   a) *Amplificatori di classe A.* Sono quelli in cui la corrente di placca nei tubi (o la corrente di collettore nei transistori) fluisce per l'intero periodo della tensione di griglia (o della corrente di base) ed è essenzialmente della stessa forma d'onda del segnale applicato alla griglia (o alla base).

   Abbiamo già studiato il processo dell'amplificazione per via grafica sul piano delle caratteristiche anodiche statiche per i tubi e delle caratteristiche statiche di uscita per i transistori. Lo stesso processo di amplificazione può essere visto anche sul piano delle caratteristiche mutue dinamiche e della caratteristica dinamica di trasferimento.

Consideriamo una caratteristica mutua dinamica di un triodo (fig. 4-11a) relativa ad una resistenza di carico *Rc*.

Negli amplificatori di classe *A* la polarizzazione negativa di griglia, detta anche polarizzazione base, deve essere scelta al centro del tratto rettilineo della caratteristica mutua compreso tra la tensione di interdizione e lo zero.

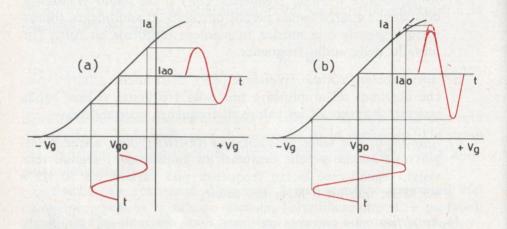



FIG. 4-11 - Funzionamento di classe A_1 (a) e di classe A_2 (b) di un tubo

In condizioni di riposo del tubo, cioè in assenza del segnale, per una polarizzazione base *Vgo* di griglia, nel circuito di placca, e quindi nella resistenza di carico, fluisce una corrente anodica *Iao* di riposo che determina, per la resistenza di carico *Rc* corrispondente alla caratteristica mutua dinamica considerata, il valore *Vao* della tensione anodica di riposo.

Applichiamo ora tra griglia e catodo un segnale sinusoidale, la cui ampiezza varia entro i limiti del tratto rettilineo della caratteristica.

Tale segnale, sovrapponendosi alla tensione di polarizzazione negativa, fa variare la tensione di griglia, sempre entro il tratto rettilineo della caratteristica, secondo l'andamento sinusoidale. Di conseguenza la corrente anodica varierà anch'essa sinusoidalmente e precisamente aumenterà, rispetto al valore di riposo, durante l'alternanza del segnale che rende la griglia meno nega-

tiva e diminuirà durante l'alternanza del segnale che rende la griglia più negativa.

La corrente anodica dunque riproduce nella forma e nella frequenza le variazioni del segnale applicato in griglia.

Osserviamo però che la linearità di riproduzione del segnale si ha non solo se il tratto di caratteristica su cui si sposta il punto di lavoro è rettilineo, ma anche se, durante tutto il ciclo di funzionamento, la corrente di griglia è sempre nulla, cioè se la griglia, per effetto del segnale, non diventa mai positiva (funzionamento in classe A_1). Altrimenti, cioè se anche per brevi istanti del ciclo, la griglia diventa positiva, e assorbe corrente (funzionamento in classe A_2), la corrente anodica subisce una distorsione di forma e precisamente diminuisce in corrispondenza all'assorbimento della griglia (fig. 4-11b).

Analogamente avviene per i transistori.

Consideriamo la caratteristica dinamica di trasferimento di un transistore ad emettitore comune, relativa ad una resistenza di carico *Rc* (fig. 4-12a).

In assenza del segnale, per una determinata corrente di polarizzazione *Ibo* di base, nel circuito di collettore, e quindi nella resistenza di carico *Rc*, fluisce una corrente continua *Ico* di riposo che determina la tensione di collettore *Vco* di riposo. Applicando tra base ed emettitore un segnale alternato la cui

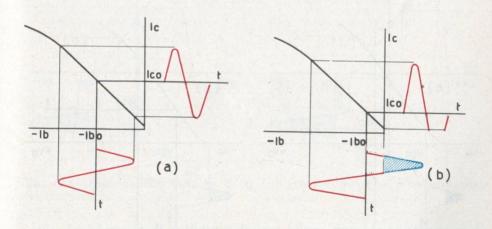



Fig. 4-12 - Funzionamento di classe A (a) e di classe AB (b) di un transistore

ampiezza cade sul tratto rettilineo della caratteristica, la corrente di polarizzazione di base varia sinusoidalmente e di conseguenza anche la corrente Ic di collettore varia secondo una sinusoide e precisamente aumenta, rispetto al valore di riposo, durante l'alternanza del segnale che provoca l'aumento della corrente di base e diminuisce durante l'alternanza del segnale che provoca la diminuzione della corrente di base.

Occorre osservare che nei transistori il fenomeno analogo della corrente positiva di griglia che può verificarsi nei tubi, non può esistere in quanto un segnale che sconfina in campo positivo annulla la corrente di base (interdizione del transistore) e di conseguenza si annulla la corrente di collettore.

Gli amplificatori di classe *A* vengono usati soprattutto negli stadi a bassa frequenza.

b) *Amplificatori di classe AB*. Sono quelli in cui la corrente di placca nei tubi (o la corrente di collettore nei transistori) fluisce in misura apprezzabile per più di metà, ma meno dell'intero periodo della tensione del segnale applicato tra griglia e catodo (o tra base ed emettitore).

Ciò vuol dire che il segnale porta il tubo all'interdizione per un tempo inferiore ad un semiperiodo. Se poi l'ampiezza del segnale è tale per cui la griglia rimane negativa per l'intero periodo, l'amplificatore si dice di classe AB_1 (fig. 4-13a), se in-

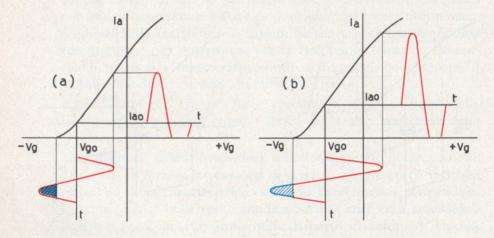



FIG. 4-13 - Funzionamento di classe AB_1 (a) e di classe AB_2 (b) di un tubo termoionico

vece l'ampiezza del segnale conferisce alla griglia, anche per brevi istanti, il potenziale positivo, l'amplificatore si dice di classe AB_2 (fig. 4-13b).

Nei transistori, mancando l'effetto della corrente positiva di griglia che si verifica invece nei tubi, la corrente di base è nulla anche se il segnale applicato sconfina in campo positivo, per cui non esiste la classe AB_2 (fig. 4-12b).

c) *Amplificatori di classe B.* Sono quelli in cui la polarizzazione di griglia è approssimativamente uguale al valore di interdizione, per cui la corrente anodica di riposo è all'incirca nulla, mentre, quando si applica un segnale alternato tra griglia e catodo, la corrente anodica fluisce per circa metà periodo come rappresentato in fig. 4-14a.

Alla tensione di interdizione dei tubi, occorre sostituire nei transistori la corrente di interdizione che evidentemente ha valore nullo.

Gli amplificatori di classe *B* montati con transistori non vengono polarizzati o vengono polarizzati in senso diretto per un valore limite, dipendentemente dalla tensione di collettore, per il quale la corrente di base è, al limite, ancora nulla.

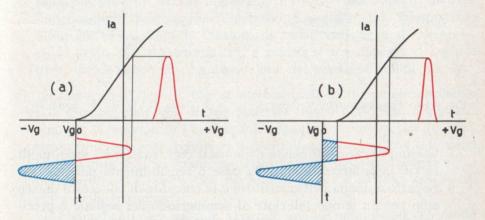



FIG. 4-14 - Funzionamento di classe B (a) e di classe C (b) di un tubo termoionico

La corrente di collettore fluisce allora durante il semiperiodo del segnale che conferisce alla base una polarizzazione diretta

e si annulla durante il successivo semiperiodo del segnale che, polarizzando la giunzione base-emettitore in senso inverso, annulla la corrente di base (fig. 4-15a).

Solo per i tubi si dirà che l'amplificatore funziona in classe B_1 o in classe B_2 a seconda che non vi sia o vi sia corrente positiva di griglia.

d) *Amplificatori di classe C.* Sono quelli in cui la polarizzazione di griglia è sensibilmente più negativa del potenziale di interdizione del tubo, e la corrente anodica fluisce per un tempo sensibilmente inferiore ad un semiperiodo della tensione del segnale applicato tra griglia e catodo, come rappresentato in fig. 4-14b.

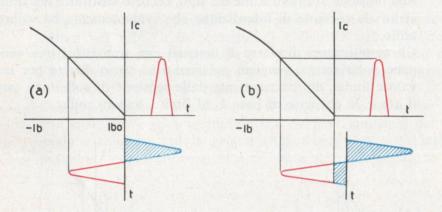



FIG. 4-15 - Funzionamento di classe B (a) e di classe C (b) di un transistore

Gli amplificatori di classe *C* montati con transistori sono quelli in cui la polarizzazione della base è sensibilmente più positiva rispetto a quella dell'emettitore e la corrente di collettore fluisce solo per un tempo inferiore al semiperiodo del segnale e precisamente quando l'ampiezza del segnale conferisce alla base una polarizzazione diretta (negativa) sufficiente ad ottenere una corrente di base (fig. 4-15b).

Gli amplificatori in classe *C* vengono usati negli stadi amplificatori finali dei trasmettitori.

40 - DISTORSIONI DEL SEGNALE DI USCITA DI UN AMPLIFICATORE

In un amplificatore ideale il segnale amplificato dovrebbe riprodurre esattamente la forma del segnale applicato all'ingresso; ciò vuol dire che il rapporto di amplificazione e il rapporto di fase tra i due segnali dovrebbero essere costanti ed indipendenti dalla frequenza, dalla forma e dall'ampiezza del segnale applicato.

In pratica invece, in un amplificatore reale, il segnale di uscita non è proporzionale al segnale d'ingresso, ma subisce, istante per istante, una deformazione, detta *distorsione*, più o meno grande a seconda della bontà dell'amplificatore.

Le cause di tale deformazione sono:

a) *l'instabilità*, cioè la variazione dell'amplificazione dovuta al cambiamento di tensione di alimentazione, all'invecchiamento dei tubi, alla deformazione degli elettrodi, alle alterazioni dei transistori, ecc. che fanno variare i parametri e le caratteristiche del dispositivo elettronico.

b) *Il rumore di alternata*, cioè la presenza di una componente alternata, sia pure di piccola ampiezza, derivante dall'imperfetto livellamento della tensione dell'alimentatore anodico; tale componente alternata fa oscillare le tensioni di polarizzazione e di alimentazione dei tubi e dei transistori, e perciò si sovrappone al segnale utile, dando luogo ad una distorsione del segnale amplificato.

c) *La distorsione lineare*, che si verifica quando il segnale applicato non è sinusoidale, ma di una generica forma periodica. Sappiamo che, per il teorema di Fourier, tale segnale è scomponibile in grandezze sinusoidali di frequenza e di ampiezza diverse, che non sono mai amplificabili in maniera perfettamente uguale, a causa delle impedenze del circuito, che variano di valore e di fase, con il variare della frequenza.
Le componenti del segnale venendo quindi amplificate in modo diverso, sia in ampiezza che in fase, determinano un segnale di uscita distorto.

d) *La distorsione armonica o non lineare*, che si verifica a causa della curvatura delle caratteristiche dinamiche dei tubi e dei transistori.

Fino a che l'ampiezza del segnale di ingresso cade nel tratto approssimativamente rettilineo della caratteristica, la distorsione, prescindendo dalle altre cause, si può ritenere nulla; quando invece l'ampiezza del segnale interessa anche i tratti curvi della caratteristica, la corrente anodica, e quindi la tensione di uscita, non riproduce esattamente il segnale di ingresso.

Anche se questo è perfettamente sinusoidale, nel segnale di uscita compaiono delle armoniche, che sono appunto la causa della distorsione non lineare e che danno origine di conseguenza anche alla distorsione lineare.

La distorsione può essere quindi di tre specie:

1) *Distorsione di ampiezza,* quando il rapporto tra la tensione di uscita e quella di entrata varia al variare dell'ampiezza del segnale applicato.

2) *Distorsione di frequenza,* quando il rapporto tra la tensione di uscita e quella di entrata varia con la frequenza del segnale applicato, rimanendo costante la sua ampiezza.

3) *Distorsione di fase,* quando gli angoli di fase, relativi alle varie componenti di frequenza, all'uscita sono diversi da quelli all'entrata.

41 - CAPACITÀ INTERELETTRODICHE E IMPEDENZE DI INGRESSO E DI USCITA DEI DISPOSITIVI ELETTRONICI

Prima di iniziare la descrizione dei vari sistemi di amplificazione, è necessario dare un cenno sulle capacità interelettrodiche e sulle impedenze dei tubi e dei transistori.

Le capacità elettrostatiche che vengono a crearsi fra i vari elettrodi dei tubi e fra le giunzioni dei transistori portati a potenziali diversi durante il funzionamento, modificano i circuiti di placca e di griglia e i circuiti di collettore e di base, con conseguenze piuttosto rilevanti quando la frequenza del segnale supera un determinato valore.

Queste capacità sono in effetti piuttosto piccole, dell'ordine di pochi picofarad (2-8 pF nei tubi, 1-2 pF nei transistori), e non influi-

scono sensibilmente sull'amplificazione dei segnali quando questi sono a bassa frequenza. Quando però la frequenza supera la decina di KHz, le reattanze delle capacità interelettrodiche diminuiscono e modificano più o meno sensibilmente le caratteristiche di amplificazione, come vedremo nelle applicazioni.

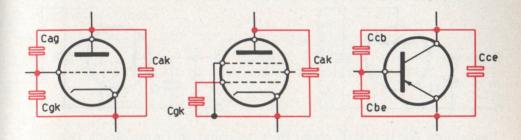



FIG. 4-16 - Le capacità interelettrodiche di un triodo, in un pentodo e in un transistore

Le capacità interelettrodiche sono messe in evidenza in fig. 4-16.

In un triodo esse consistono nella capacità *Cak* fra anodo e catodo, nella capacità *Cgk* fra griglia e catodo e nella capacità *Cag* fra anodo e griglia.

Nel caso del pentodo, poichè la griglia controllo è schermata dalla placca, la capacità tra placca e griglia controllo è trascurabile e il circuito di griglia rimane praticamente isolato dal circuito di placca.

La capacità *Cgk* è la capacità equivalente tra la griglia controllo e il catodo e le altre griglie, e coincide approssimativamente con la capacità griglia-catodo; *Cak* è la capacità tra anodo e catodo.

Nel transistore l'effetto capacitivo è dovuto alle cariche spaziali della barriera di potenziale (Vol. I - § 98) tra base ed emettitore (*Cbe*), tra base e collettore (*Ccb*) e tra collettore ed emettitore (*Cce*).

Le capacità interelettrodiche causano una diminuzione del rapporto di amplificazione e, a partire da una determinata frequenza del segnale applicato, la nascita nell'amplificatore di dannose oscillazioni spontanee, cioè uno scambio di energia tra il circuito anodico e il circuito di griglia.

Soprattutto nel triodo e nei transistori il pericolo dell'autooscillazione è accentuato a causa delle capacità rispettivamente fra griglia e placca e fra base e collettore.

Infatti a causa della d.d.p. alternativa tra placca e griglia e tra collettore e base, legata al valore dell'amplificazione *A*, si stabilisce una corrente attraverso il condensatore *Cag* fra il circuito anodico e il circuito di griglia, e attraverso il condensatore *Ccb* fra il circuito di collettore e il circuito di base.

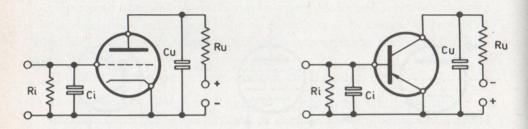



FIG. 4-17 - Capacità e resistenze equivalenti di entrata e di uscita di un triodo e di un transistore

È dimostrato che l'effetto di tale corrente è, per la tensione del segnale, quello stesso che produrrebbe una resistenza equivalente *Ri* e una capacità equivalente *Ci* tra loro in parallelo disposte tra griglia e catodo e tra base ed emettitore, costituenti l'impedenza di entrata (fig. 4-17).

Anche per quanto riguarda il segnale amplificato, l'impedenza di uscita è costituita da una capacità equivalente *Cu* e da una resistenza equivalente *Ru* in parallelo tra loro disposte tra anodo e catodo o tra collettore ed emettitore.

Senza entrare in merito allo studio analitico delle impedenze (oppure delle ammettenze) di entrata e di uscita, diremo solo che per i triodi e per i transistori l'impedenza di ingresso dipende dal rapporto di amplificazione *A* e dalla natura dell'impedenza di carico.

Però, mentre per i triodi la resistenza di ingresso è tanto alta da poterla trascurare, per cui l'impedenza è prevalentemente capacitiva e, pur dipendendo dalla frequenza, ha sempre valori dell'ordine delle decine o delle centinaia di Kohm, nei transistori ad emettitore comune, data la piccola resistenza della giunzione base-emettitore, polarizzata direttamente, l'impedenza di ingresso è piuttosto bassa, cioè dell'ordine delle decine e delle centinaia di ohm. Anche per i transistori l'impedenza di ingresso dipende dal rapporto di amplificazione

e dalla natura dell'impedenza di carico. Nei pentodi, per il fatto di poter trascurare la capacità anodo-griglia controllo, l'impedenza di carico si può ritenere indipendente sia dall'amplificazione che dalla resistenza di carico, ed ha sempre valori elevati.

L'impedenza di uscita è sempre piuttosto grande sia per i triodi che per i tubi multigriglia ed anche per i transistori montati con emettitore comune.

42 - AMPLIFICATORI DI TENSIONE AD AUDIOFREQUENZA (BF) IN CLASSE A, A TUBI E A TRANSISTORI

Gli amplificatori di tensione a BF sono destinati ad aumentare l'ampiezza dei segnali provenienti da microfoni, da rivelatori fonografici, ecc.

Hanno il compito cioè di amplificare soprattutto la parola e la musica, nel modo più uniforme possibile su tutta la gamma delle audiofrequenze.

Per questo sono di classe A e a larga banda.

Generalmente l'amplificazione di tensione si realizza con più stadi successivi o in cascata, accoppiati l'uno all'altro con sistemi diversi, che partecipano al processo dell'amplificazione e che pertanto devono essere considerati come elementi integranti il circuito amplificatore.

a) Accoppiamento a resistenza e capacità (RC) fra stadi amplificatori a tubi e a transistori.

L'accoppiamento più largamente usato dei vari stadi di un amplificatore di tensione a larga banda è quello chiamato a *resistenza e capacità*, come rappresentato nello schema di fig. 4-18 relativo all'impiego di due triodi e nello schema di fig. 4-19 relativo invece all'impiego di due pentodi. I due stadi amplificatori con carico puramente ohmico *Rc* sono accoppiati mediante un condensatore *C* che, come detto precedentemente, ha il compito di bloccare la componente continua della tensione di uscita del primo stadio affinchè questa non influenzi la griglia del secondo tubo, e di permettere invece il

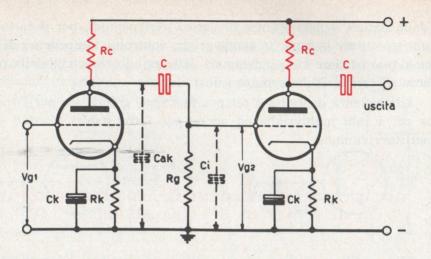



FIG. 4-18 - Accoppiamento a resistenza e capacità fra due stadi amplificatori di tensione *BF* con triodi

passaggio alle componenti alternate.

Per questo il condensatore deve essere scelto di valore opportuno così da presentare, nella gamma della frequenza passante, una minima reattanza.

Se tale reattanza è tanto piccola da poter essere trascurata di fronte al valore delle resistenze *Rc* e *Rg*, queste risultano collegate in parallelo tra loro e costituiscono una sola resistenza equivalente di carico.

Di conseguenza il rapporto di amplificazione *A*, cioè il rapporto tra il segnale Vg_2 di uscita del primo tubo, o di entrata del secondo tubo, e il segnale Vg_1 applicato al primo tubo, viene dato da:

$$A = \frac{Vg_2}{Vg_1} = -gm \frac{1}{\frac{1}{Rd} + \frac{1}{Rc} + \frac{1}{Rg}} \qquad (4\text{-}18)$$

da cui si deduce che l'amplificazione è tanto più grande quanto più elevate sono la conduttanza mutua *gm*, la resistenza differenziale *Rd* e la resistenza di carico *Rc* del primo tubo e quanto più grande è il valore della resistenza di fuga *Rg* del secondo tubo.

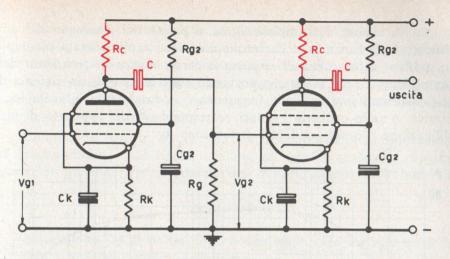



Fig. 4-19 - Accoppiamento a resistenza e capacità fra due stadi amplificatori di tensione *BF* con pentodi

Per un buon funzionamento dell'amplificatore è necessario che la capacità *C* di accoppiamento sia costituita da condensatori a mica o a carta del valore di qualche decimo di μF. La resistenza di fuga *Rg* deve avere un valore di due o tre volte il valore di *Rc*.

La (4-18) è valida per l'intervallo di frequenza per il quale la reattanza del condensatore *C* è trascurabile. Per frequenze minori tale reattanza aumenta e provoca una caduta di tensione, per cui la tensione Vg_2 diminuisce con conseguente diminuzione dell'amplificazione e quindi del guadagno di tensione del tubo.

L'intervallo di frequenza che il tubo può lasciare passare con la massima amplificazione dipende però anche dalla geometria del tubo stesso e quindi dal valore delle sue capacità interelettrodiche.

Infatti, per frequenze maggiori, la reattanza della capacità *Cak* fra placca e catodo del primo tubo e della capacità di ingresso *Ci* del secondo tubo diminuisce, permettendo che parte della corrente alternativa di uscita ritorni a massa, con conseguente diminuzione del segnale Vg_2 applicato al secondo tubo e quindi del guadagno.

Scegliendo dunque opportunamente i valori degli elementi dell'amplificatore è possibile ottenere che la gamma di frequenze nella quale l'amplificazione è sufficientemente costante, coincida con la gamma utile delle audiofrequenze.

La variazione dell'amplificazione, e perciò del guadagno dell'amplificatore, in funzione della frequenza, viene rappresentata mediante un grafico, detto *curva di risposta* o *caratteristica di frequenza* dell'amplificatore, che si ottiene portando sulle ascisse di un sistema di assi cartesiani i valori della frequenza f, normalmente in scala logaritmica, e sulle ordinate i valori corrispondenti del rapporto di amplificazione A o del guadagno di tensione Av.

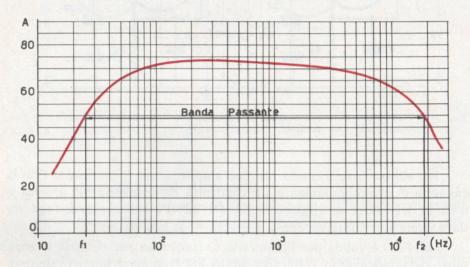



Fig. 4-20 - Curva di risposta di un amplificatore con accoppiamento a resistenza e capacità.

La fig. 4-20 rappresenta appunto la curva di risposta di un amplificatore con accoppiamento a resistenza e capacità che fa uso di un triodo.

Si chiama *banda passante* dell'amplificatore l'intervallo di frequenza compreso fra le frequenze f_1 e f_2, dette rispettivamente *frequenza di taglio inferiore* e *frequenza di taglio superiore*, in corrispondenza delle quali l'amplificatore diminuisce di 3 dB, cioè si riduce a $1/\sqrt{2} \cong 0{,}7$ del suo valore massimo e per le quali la potenza del segnale amplificato si riduce alla metà di quella che si ha per la frequenza media a parità di segnale di ingresso.

L'amplificazione compresa nella banda passante non è dunque uniforme, per cui la riproduzione dei segnali acustici non risulta fedele.

Occorre però osservare che la sensibilità dell'orecchio alla variazione delle intensità dei suoni è piuttosto scarsa e si può ritenere pressochè costante anche per variazioni di intensità del 15 ÷ 20%.

Se si tratta di un amplificatore a più stadi, l'amplificazione complessiva è data dal rapporto tra la tensione di uscita dell'ultimo stadio e la tensione di entrata del primo stadio.

Chiamando con A_1, A_2, A_3 . . . . A_n il rapporto di amplificazione di ciascun stadio, e con Vg_1 la tensione del segnale applicato al primo stadio, la tensione Vg_2 di entrata del secondo stadio ha l'ampiezza:

$$Vg_2 = A_1 \cdot Vg_1$$

La tensione Vg_3 di uscita del secondo stadio, che è poi la tensione di entrata del terzo stadio, è data da:

$$Vg_3 = A_2\, Vg_2 \qquad \text{od anche} \qquad Vg_3 = A_1 \cdot A_2 \cdot Vg_1$$

E così per i successivi stadi, per cui la tensione di uscita Vg_n dell'ultimo stadio ha l'ampiezza:

$$Vg_n = A_1 \cdot A_2 \; . \; . \; . \; . \; . \; A_n\, Vg_1$$

Pertanto l'amplificazione complessiva A dell'intero amplificatore è data dal prodotto delle amplificazioni di ciascun stadio:

$$A = A_1 \cdot A_2 \; . \; . \; . \; . \; . \; A_n = \frac{Vg_n}{Vg_1} \tag{4-19}$$

Poichè ogni stadio amplificatore produce uno sfasamento fra il segnale di entrata e quello di uscita, sfasamento che dipende sia dal tubo che dalle componenti reattive dei circuiti esterni, si ha che lo sfasamento complessivo del segnale amplificato è uguale alla somma degli sfasamenti prodotti dai singoli stadi.

Quanto detto per l'accoppiamento a resistenza e capacità tra stadi amplificatori realizzati con tubi termoionici, vale anche per gli stadi montati con transistori.

Per questi ultimi va però osservato che, a causa della bassa resistenza di ingresso rispetto all'impedenza capacitiva di ingresso dei tubi, i valori delle resistenze e delle capacità di accoppiamento fra

stadio e stadio variano rispetto a quelle impiegate negli stadi a tubi: le resistenze hanno valori dell'ordine di qualche centinaia di ohm e le capacità di accoppiamento hanno valori di qualche decina di μF.

Generalmente vengono usati condensatori elettrolitici che consentono di ottenere grandi capacità con piccolo ingombro e anche perchè le tensioni che si hanno nei circuiti transistorizzati sono assai piccole rispetto a quelle che compaiono nei tubi elettronici.

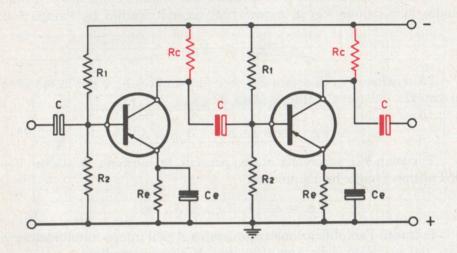



Fig. 4-21 - Accoppiamento a resistenza e capacità fra stadi amplificatori di tensione *BF* a transistori

La fig. 4-21 rappresenta lo schema di un amplificatore con due stadi di amplificazione accoppiati a resistenza e capacità.

La stabilizzazione alle variazioni di temperatura di entrambi i transistori è ottenuta con un partitore di tensione sulla base e con una resistenza di emettitore.

b) **Accoppiamento a induttanza e capacità (LC) di amplificatori a tubi e a transistori.**

L'amplificazione *A* di un tubo è limitata dal valore della resistenza di carico *Rc*. Infatti, per un certo valore della tensione *Ea* dell'alimentatore anodico, per ottenere una sufficiente tensione anodica *Vao* di

riposo, la resistenza di carico *Rc* non deve superare un determinato valore, essendo:

$$Vao = Ea - Rc \cdot Iao$$

Se il carico del tubo amplificatore è costituito però da una impedenza induttiva avente una resistenza ohmica quasi trascurabile ed una elevata induttanza, in assenza del segnale, la tensione anodica *Vao* è quasi uguale alla tensione *Ea* dell'alimentatore, essendo quasi nulla la caduta di tensione a riposo nel carico.

La reattanza di carico può essere invece molto elevata dipendendo dalla frequenza del segnale applicato. Scegliendo quindi opportunamente il valore dell'induttanza è possibile ottenere, per la gamma delle audiofrequenze, una reattanza di carico grande rispetto alla resistenza interna *Rd* del tubo, ed ottenere quindi che il rapporto di amplificazione *A* sia molto prossimo al coefficiente di amplificazione μ dello stesso tubo.

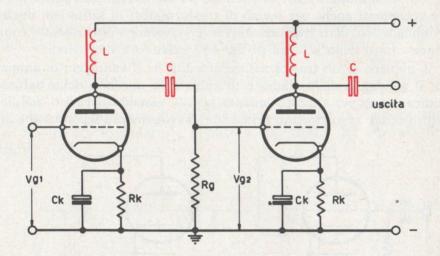



Fig. 4-22 - Accoppiamento ad induttanza e capacità tra stadi amplificatori di tensione *BF* a tubi termoionici.

Tuttavia una grande induttanza non è altro che una bobina costituita da un grande numero di spire, tra le quali si manifesta un effetto capacitivo che, sommandosi con quello delle capacità interelet-

trodiche, attenua fortemente le alte frequenze, diminuendo così la banda passante, cioè l'intervallo di frequenza in cui l'amplificazione rimane costante.

Per questo motivo e per il maggior costo dell'induttanza rispetto alla resistenza, l'accoppiamento LC è oggi quasi completamente abbandonato, anche se il suo guadagno può risultare maggiore rispetto a quello dell'accoppiamento RC.

In fig. 4-22 è rappresentato lo schema dell'accoppiamento LC tra due stadi amplificatori a triodi.

Analogamente, l'accoppiamento LC tra due stadi amplificatori a transistori si può ottenere sostituendo alla resistenza di carico *Rc* di fig. 4-21, una induttanza L di opportuno valore.

c) **Accoppiamento a trasformatore di amplificatori a tubi e a transistori**

Gli stadi amplificatori di tensione ad audiofrequenza possono essere accoppiati anche per mezzò di trasformatori in salita con nucleo ferromagnetico, detti trasformatori *intervalvolari* o *interstadiali*, come rappresentato nello schema di fig. 4-23 relativo a due triodi.

L'impiego di un trasformatore in salita ha il vantaggio di aumentare il guadagno dello stadio e di ridurre la tensione della batteria anodica, come per l'accoppiamento ad LC, essendo il carico anodico costituito dall'avvolgimento primario. L'avvolgimento secondario è ap-

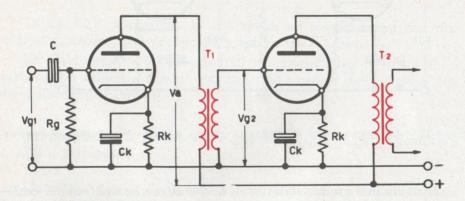



Fig. 4-23 - Accoppiamento a trasformatore fra stadi amplificatori di tensione *BF* a tubi termoionici.

plicato alla griglia del tubo successivo e si può considerare a circuito aperto, poichè la griglia ha sempre tensione negativa durante il suo funzionamento e nel suo circuito non fluisce corrente.

L'impedenza di carico del primo stadio è dunque costituita dall'avvolgimento primario del trasformatore.

In assenza di segnale, poichè la resistenza ohmica di tale avvolgimento è di solito tanto piccola da poterla trascurare, la tensione anodica di riposo è quasi uguale alla tensione dell'alimentatore anodico, mentre in corrispondenza di una qualunque frequenza del segnale applicato, il carico è praticamente uguale alla reattanza X_L determinata dall'induttanza L dell'avvolgimento ($X_L = 2\pi fL$).

Il rapporto di amplificazione A_1 del primo tubo risulta perciò dato da:

$$A_1 = -\mu \frac{X_L}{\sqrt{Rd^2 + X_L^2}} = -\mu \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Rd^2}{X_L^2}}} \qquad (4\text{-}20)$$

Di conseguenza se Vg_1 è la tensione del segnale applicato al primo tubo, la tensione Va ai capi dell'avvolgimento primario è:

$$Va = A_1 \cdot Vg_1$$

Se τ è il rapporto di trasformazione, l'ampiezza della tensione Vg_2 ai capi del secondario e applicata alla griglia del secondo tubo risulta

$$Vg_2 = \tau \cdot Va$$

Il rapporto di amplificazione A dello stadio avrà l'espressione:

$$A = \frac{Vg_2}{Vg_1} = \frac{\tau \cdot Va}{Vg_1} = \tau A_1 = - \frac{\tau \mu}{\sqrt{1 + \frac{Rd^2}{X_L^2}}} \qquad (4\text{-}21)$$

Esso dipende quindi dalla frequenza.

Scegliendo però tubi con basso valore di Rd (triodi) e trasformatori con grande valore di L, che provochi nel campo della frequenza di lavoro una reattanza X_L molto maggiore della resistenza Rd, il deno-

minatore della (4-21) diventa trascurabile per cui il rapporto di amplificazione A si riduce all'espressione:

$$A \cong - \tau \mu \tag{4-22}$$

che è indipendente dalla frequenza.

Per frequenze minori la reattanza diminuisce; nella (4-21) cresce il valore del termine sotto radice e diminuisce l'amplificazione.

Per frequenze maggiori compare l'effetto delle capacità interelettrodiche dei tubi, della capacità tra spira e spira del trasformatore e della reattanza di dispersione e pertanto si ha ancora una attenuazione dell'amplificazione. Inoltre, passando per una determinata frequenza si ha anche il fenomeno della risonanza di tensione tra l'induttanza dell'avvolgimento primario e la sua capacità distribuita.

La curva di risposta ha così un andamento tipico, come mostra la fig. 4-24.

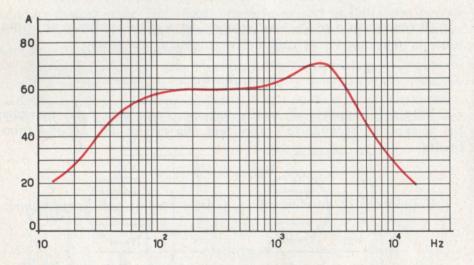



Fig. 4-24 - Curva di risposta di un amplificatore con accoppiamento a trasformatore

L'amplificazione rimane costante nella zona centrale della gamma delle audiofrequenze ed è massima in corrispondenza alla frequenza di risonanza di tensione.

Lo svantaggio dell'accoppiamento a trasformatore consiste nella difficoltà, e quindi nel costo, di una costruzione accurata del trasformatore che dovrebbe avere alta induttanza, piccole capacità distribuite e piccole perdite. Ciò comporta di usare rapporti di trasformazione limitati tra 3 e 6.

Anche gli stadi amplificatori di tensione *BF* a transistori possono essere accoppiati con trasformatori interstadiali, come rappresentato in fig. 4-25. Evidentemente i transistori, avendo caratteristiche diverse da quelle dei tubi, esigono componenti circuitali di valore diverso da quelli impiegati con i tubi.

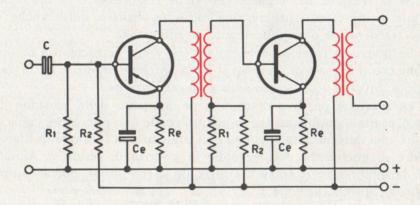



Fig. 4-25 - Accoppiamento a trasformatore fra stadi amplificatori di tensione BF a transistori

L'impiego del trasformatore, pur rappresentando una soluzione costosa e ingombrante, consente un buon adattamento di impedenza sia sfruttando vari rapporti di spire tra primario e secondario, sia realizzando gli avvolgimenti con fili di sezione opportuna che permettono di conglobare negli avvolgimenti stessi i valori puramente ohmici necessari, come meglio vedremo a proposito dei trasformatori di entrata e dei trasformatori di uscita.

43 - LA REAZIONE NEGLI AMPLIFICATORI E LA CONTROREAZIONE

È possibile migliorare il funzionamento degli amplificatori, soprattutto per quanto riguarda le distorsioni conseguenti all'amplificazione, introducendo opportunamente negli stadi amplificatori un *circuito di reazione*.

Si dice che negli amplificatori esiste la *reazione* quando una parte più o meno grande del segnale di uscita viene riportata all'entrata e combinata con il segnale di ingresso.

Se la frazione del segnale che viene retrocesso è in fase con il segnale di ingresso si ottiene una *reazione positiva*, detta anche *reazione rigenerativa* o semplicemente *rigenerazione*.

Se invece la frazione del segnale che viene retrocesso è in opposizione con il segnale di ingresso si ha la *reazione negativa*, detta anche *reazione inversa* o *controreazione* o *degenerazione*.

La reazione positiva determina un aumento della tensione d'ingresso, esalta l'amplificazione in quanto rende l'amplificatore capace di fornire una determinata tensione d'uscita con una tensione di ingresso minore di quella che occorrerebbe in assenza di reazione. Aumenta però la distorsione e, se spinta oltre un certo limite, porta l'amplificatore all'autooscillazione.

La controreazione determina una diminuzione del segnale di ingresso e quindi del guadagno dell'amplificatore, ma diminuisce la distorsione ed aumenta la stabilità di funzionamento.

La reazione può nascere spontaneamente a causa, per esempio, delle capacità interelettrodiche, in particolare delle capacità anodo-griglia nei triodi e delle capacità collettore-base nei transistori p-n-p ad emettitore comune, che, come abbiamo detto al § 41, permettono un passaggio di corrente dal circuito anodico o di collettore, al circuito rispettivamente di griglia o di base. In tal caso la reazione deve considerarsi dannosa e deve essere, se necessario, neutralizzata.

La reazione può essere introdotta ad arte mediante opportune reti di reazione che collegano il circuito di uscita a quello di entrata, allo scopo di ottenere un miglioramento nel comportamento dell'amplificatore.

Infatti tra le distorsioni che abbiamo descritto al § 40, la più grave è indubbiamente la distorsione armonica o di ampiezza o di

non linearità, che si verifica a causa della curvatura delle caratteristiche dinamiche dei tubi e dei transistori e per la quale la corrente anodica o di collettore varia non proporzionalmente alla tensione del segnale applicato alla griglia o alla base.

È possibile minimizzare la distorsione armonica e nello stesso tempo aumentare l'intervallo della risposta di frequenza e rendere il guadagno dell'amplificatore sostanzialmente indipendente dai parametri del tubo o del transistore e dalle tensioni continue applicate agli elettrodi, sovrapponendo al segnale di ingresso una notevole frazione del segnale di uscita, in modo che la sua fase risulti opposta a quella del segnale di ingresso preesistente e quindi effettuando una reazione negativa o controreazione.

Gli amplificatori di buona fedeltà vengono costruiti con reti di controreazione e prendono il nome di *amplificatori a reazione*.

I circuiti a controreazione si possono suddividere, secondo il sistema con cui viene effettuata la retrocessione del segnale, in *circuiti a controreazione di tensione* quando la tensione retrocessa è proporzionale alla tensione di uscita, e in *circuiti a controreazione di corrente* quando la tensione retrocessa è proporzionale alla corrente di uscita.

FIG. 4-26 - Schema di collegamento di un amplificatore con reazione di tensione

Una semplice analisi matematica della reazione può essere studiata attraverso la rappresentazione schematica di un amplificatore con controreazione di tensione, come quello di fig. 4-26, dove Vg è la tensione di griglia, Vr la tensione di controreazione in serie con Vg, Vs la tensione del segnale e Vk la tensione di uscita.

Senza reazione il rapporto di amplificazione o guadagno A dell'amplificatore è dato da:

$$A = \frac{Vk}{Vg} \tag{4-23}$$

Il guadagno Ar dell'amplificatore reazionato è invece:

$$Ar = \frac{Vk}{Vs} \tag{4-24}$$

Se indichiamo con β la frazione del segnale di uscita retrocesso all'entrata, si ha, tenendo conto della (4-23):

$$Vr = \beta\ Vk = \beta\ A\ Vg \tag{4-25}$$

Dalle polarità indicate in figura, risulta

$$Vs = Vg - Vr = Vg - \beta\ A\ Vg = Vg\ (1 - \beta\ A) \tag{4-26}$$

sostituendo nella (4-24) si ha

$$Ar = \frac{Vk}{Vs} = \frac{Vk}{Vg\ (1 - \beta\ A)} = \frac{A}{1 - \beta\ A} \tag{4-27}$$

Dalla (4-27) si deducono tre particolari comportamenti dell'amplificatore:

a) Se il prodotto β A, detto *fattore di reazione*, è positivo e minore dell'unità, vuol dire che il segnale retrocesso è in fase con il segnale di entrata e che la reazione è positiva. Il guadagno di tensione aumenta e aumentano le distorsioni dovute alla non linearità delle caratteristiche dinamiche dei dispositivi elettronici e aumenta pure l'instabilità dell'amplificatore. Per questo gli amplificatori a reazione positiva trovano applicazioni soltanto in particolarissimi casi in cui è richiesta un'altissima selettività.

b) Se il fattore βA è positivo ed uguale all'unità, il denominatore della (4-27) diventa nullo ed il guadagno Ar con reazione tende all'infinito. Gli amplificatori con fattore di reazione uguale all'unità prendono il nome di oscillatori e verranno studiati in seguito.

c) Se il fattore βA è negativo vuol dire che il segnale retrocesso è sfasato di 180° sul segnale di entrata e che la reazione è negativa.

Il guadagno di tensione diminuisce e diminuiscono le distorsioni armoniche. Se la controreazione è molto spinta, come in genere avviene negli amplificatori degenerativi molto usati nella pratica, il fattore βA diventa molto maggiore dell'unità e il guadagno Ar con reazione assume approssimativamente il valore:

$$Ar \cong \frac{1}{\beta} \qquad (4\text{-}28)$$

Questa importante relazione mette in evidenza le preziose caratteristiche degli amplificatori a reazione negativa. Essa infatti stabilisce che l'amplificazione Ar è indipendente dal guadagno A senza reazione e quindi da tutti i fattori che influiscono su A, come le variazioni delle tensioni di polarizzazione, le variazioni dei parametri dei dispositivi elettronici e le variazioni del carico.

L'amplificatore è più stabile e tende a livellare le diverse tensioni di uscita e quindi a rendere più ampia la larghezza della banda passante.

Fig. 4-27 - Schema di collegamento di un amplificatore con reazione di corrente

La controreazione di corrente può essere schematizzata come in fig. 4-27.

In tal caso:

$$Vr = Ias \cdot Rr \qquad \text{e} \qquad Vs = Vg - Vr \qquad (4\text{-}29)$$

Essendo:

$$A = \frac{Vk}{Vg} \qquad \text{e} \qquad Ar = \frac{Vk}{Vs} = \frac{Vk}{Vg - Vs} = \frac{Vk}{Vg - Ias \cdot Rr} \qquad (4\text{-}30)$$

ed essendo anche:

$$Ias = \frac{Vk}{Rc} \tag{4-31}$$

si ha anche:

$$Ar = \frac{Vk}{Vg - Vk \dfrac{Rr}{Rc}} \tag{4-32}$$

Dividendo numeratore e denominatore per Vg si ottiene:

$$Ar = \frac{A}{1 - A \dfrac{Rr}{Rc}} \tag{4-33}$$

dove $\dfrac{Rr}{Rc}$ è da considerarsi uguale al fattore di reazione β.

Gli effetti della controreazione di corrente sono uguali a quelli della controreazione di tensione per quanto riguarda il miglioramento della stabilità, la riduzione delle distorsioni e l'allargamento della banda passante.

La controreazione di corrente, rispetto alla controreazione di tensione, produce però un aumento della resistenza interna del dispositivo elettronico di un addendo uguale a $(1 + \mu) \cdot Rr$. Infatti ricordando (§ 38) che l'amplificazione degli amplificatori senza reazione è:

$$A = \frac{-\mu\ Rc}{Rd + Rc} \tag{4-34}$$

nel caso della controreazione di corrente è:

$$A = -\frac{\mu\ Rc}{Rd + Rc + Rr} \tag{4-35}$$

Sostituendo quest'ultima nella (4-33) si ha:

$$\dot{A}r = \frac{-\dfrac{\mu Rc}{Rd+Rc+Rr}}{1+\dfrac{\mu Rc}{Rd+Rc+Rr}\cdot\dfrac{Rr}{Rc}} = -\frac{\mu Rc}{Rd+Rc+(1+\mu)Rr} \qquad (4\text{-}36)$$

dove il termine $(1+\mu)\cdot Rr$ può essere considerato un addendo di *Rd*.

In molti casi non è conveniente un'alta resistenza interna, tuttavia la controreazione di corrente viene largamente usata soprattutto per la facilità con cui può essere ottenuta, come constateremo qui di seguito.

La controreazione si può ottenere con molti tipi di circuiti.

Ora ne descriveremo solo alcuni, mentre altri verranno studiati contemporaneamente agli stadi in cui vengono impiegati.

In fig. 4-28 sono rappresentati due circuiti a controreazione di tensione.

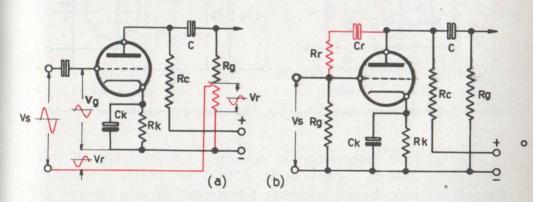



FIG. 4-28 - Amplificatore con controreazione di tensione

Nel caso (a) una frazione di tensione *Vr* ricavata all'uscita dello stadio amplificatore ad RC, viene riportata all'ingresso e posta in serie con il segnale *Vs*. Poichè la tensione di uscita è sfasata di 180° sul segnale, anche la *Vr* è a 180° su *Vs*, per cui il fattore di reazione βA è negativo e quindi anche la reazione è negativa (controreazione).

L'effetto della controreazione è regolato dalla resistenza *Rg*.

Nel caso (b) la reazione proviene dalla placca attraverso la resistenza *Rr* e provoca una tensione *Vr* attraverso la resistenza *Rg*, che risulta in opposizione con la tensione del segnale *Vs*. Poichè la fase della tensione alternata di placca è a 180° sulla tensione di griglia, la tensione creata attraverso *Rg* è di fase opposta al segnale di entrata *Vs*.

Il condensatore *Cr* serve unicamente a bloccare la corrente continua di placca.

L'effetto della controreazione è regolato dalle resistenze *Rg* e *Rr*, e poichè è proporzionale alla tensione anodica, riduce tanto le distorsioni di ampiezza quanto le distorsioni di frequenza.

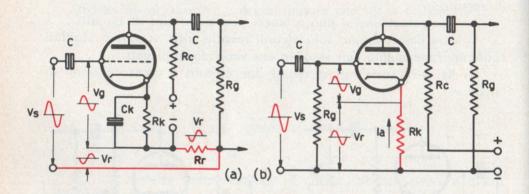



Fig. 4-29 - Amplificatore con controreazione di corrente

La fig. 4-29a rappresenta un circuito a controreazione di corrente molto analogo a quello di fig. 4-28a. Però, mentre in quest'ultimo la tensione di controreazione è proporzionale alla tensione di uscita, nel primo la tensione di reazione *Vr* è proporzionale alla corrente alternativa di uscita, fluente attraverso la resistenza *Rr*.

Molto diffusi per la loro grande semplicità sono i circuiti a controreazione di corrente, detti a *degenerazione catodica*, illustrati in fig. 4-29b e in fig. 4-30.

Togliendo il condensatore catodico che normalmente è derivato sulla resistenza di polarizzazione *Rk* (fig. 4-29b), si ottiene una controreazione di corrente. Infatti la componente alternata *Ia* della corrente anodica, fluendo in *Rk*, provoca una tensione $Vr = Ia \cdot Rk$, che

ha lo stesso segno della tensione di entrata *Vs* perchè la corrente anodica è in fase con la tensione *Vg* di griglia.

L'effetto della controreazione, regolabile con le resistenze *Rk* e *Rc*, può essere facilmente spiegato.

Tolto il condensatore catodico, la polarizzazione di griglia non rimane più costante, ma varia con il variare del segnale di ingresso.

Durante le alternanze positive del segnale, la corrente anodica aumenta; aumenta la caduta di tensione in *Rk* e perciò la polarizzazione di griglia diventa più negativa e corrispondentemente la corrente anodica deve diminuire.

L'amplificazione risulta parzialmente contrastata dai due effetti contrari fra loro e perciò il guadagno di tensione diminuisce con conseguente diminuzione delle distorsioni e allargamento della banda passante.

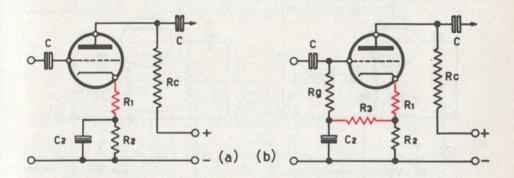



Fig. 4-30 - Circuiti a degenerazione catodica

In fig. 4-30a, la parte R_2 della resistenza catodica è disaccoppiata dal condensatore C_2. La reazione diminuisce perchè solo la parte R_1 è capace di produrre la tensione di reazione. In compenso è possibile ottenere una tensione di polarizzazione in quanto in R_2 può fluire solo la componente continua della corrente anodica.

In fig. 4-30b è rappresentato lo schema di un circuito analogo al precedente, con il quale è possibile ottenere la tensione di polarizzazione e la tensione di reazione.

L'amplificatore a degenerazione catodica, per il fatto di produrre una tensione di reazione ai capi della resistenza catodica, può essere

considerato un amplificatore con due tensioni di uscita in opposizione di fase (fig. 4-31): una è la solita tensione di uscita *Va* fra placca e massa, a 180° su *Vs*, l'altra è la tensione di uscita catodica *Vk* tra catodo e massa, in fase con *Vs*.

Se *Ia* è la componente alternativa anodica, le due tensioni di uscita sono date da:

$$Va = -\, Ia \cdot Rc \qquad \text{e} \qquad Vk = Ia \cdot Rk \tag{4-37}$$

Se si pone *Rc* = *Rk*, le due tensioni di uscita risultano uguali ma di segno opposto.

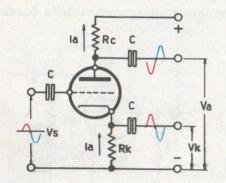



FIG. 4-31 - Amplificatore a degenerazione catodica a doppia uscita (invertitore di fase o catodina)

FIG. 4-32 - Amplificatore a degenerazione catodica ad una uscita (trasferitore o ripetitore catodico)

Tale amplificatore, *detto catodina*, avente due tensioni di uscita uguali tra loro ma in opposizione di fase, trova una importante applicazione per l'eccitazione delle griglie controllo degli amplificatori finali in controfase (§ 46).

Se si elimina la resistenza di carico anodica *Rc*, si ottiene un amplificatore ad una sola uscita catodica *Vk*, dello stesso segno di *Vg*.

A tale amplificatore (fig. 4-32) si dà il nome di *ripetitore o trasferitore catodico* ed è caratterizzato da una controreazione al 100%, in quanto la tensione *Vr* riportata in entrata coincide con la tensione di uscita *Va* in valore assoluto.

Evidentemente esso non può essere impiegato come amplificatore di tensione; può essere considerato invece un buon amplificatore di potenza avente una risposta di frequenza particolarmente lineare a causa dell'influenza che il circuito anodico esercita sul circuito di griglia (controreazione).

Ma la sua prerogativa più importante è di poter funzionare da adattatore di impedenza. Infatti, se la resistenza *Rg* di griglia è di valore elevato e la resistenza catodica *Rk* è di basso valore, il circuito presenta una notevole impedenza di ingresso, adattabile, p.e., ad una elevata impedenza di uscita dello stadio amplificatore precedente, ed una bassa impedenza di uscita adattabile, p.e., alla bassa impedenza di un altoparlante.

La controreazione viene applicata, con maggiore efficacia, anche agli amplificatori a più stadi accoppiati a resistenza e capacità. In tal caso l'effetto della reazione dipende non solo dalle caratteristiche della rete di reazione, ma anche dal numero degli stadi.

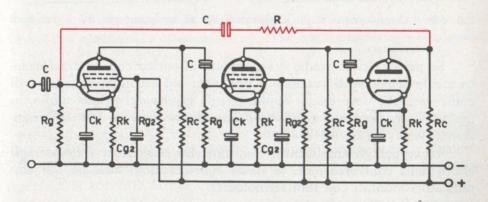



Fig. 4-33 - Controreazione in un amplificatore *BF* ad accoppiamento *RC* a tre stadi

Ricordando che la tensione di uscita di ciascun stadio è a 180° sulla tensione di entrata, se il numero degli stadi dell'amplificatore è dispari, la controreazione può essere ottenuta riportando una frazione della tensione di uscita dell'ultimo stadio sulla griglia del primo stadio (fig. 4-33), in quanto le due tensioni rimangono in opposizione di fase. Se invece il numero di stadi è pari, tra la tensione di reazione ricavata all'uscita dell'ultimo stadio e la tensione di entrata del

primo stadio non esiste sfasamento. Per ottenere allora la controreazione, la tensione di reazione, per risultare in opposizione al segnale, deve essere applicata al catodo del primo stadio, come rappresentato in fig. 4-34a.

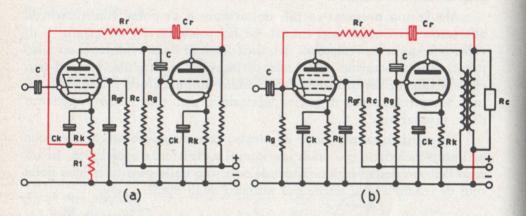



FIG. 4-34 - Controreazione di un amplificatore *BF* ad accoppiamento *RC* a due stadi

Se però l'ultimo stadio è accoppiato al carico con un trasformatore e la tensione di reazione è prelevata sul secondario, la rete di controreazione deve essere applicata alla griglia del primo stadio, in quanto la tensione al secondario del trasformatore è a 180° sulla tensione primaria (fig. 4-34b).

Anche per gli amplificatori montati con transistori valgono, agli effetti della controreazione, le stesse considerazioni fatte per gli amplificatori montati con tubi termoionici.

La controreazione, pur provocando, come nei tubi, una diminuzione del guadagno totale, diminuisce le distorsioni e permette di ottenere una curva di risposta maggiormente uniforme su una vasta gamma di frequenze.

Poichè in ciascun stadio amplificatore a transistori montati con emettitore a massa, la tensione di uscita di collettore è a 180° sulla tensione del segnale, mentre la tensione che può ricavarsi sul circuito di emettitore è in fase con lo stesso segnale applicato alla base, la controreazione può essere ottenuta, in modo semplice, togliendo il condensatore di disaccoppiamento della resistenza di emettitore, o meglio

ponendo una resistenza R_3 non disaccoppiata nel circuito di emettitore, in serie con la resistenza *Re* disaccoppiata (fig. 4-35), analogamente a quanto fatto con i tubi termoionici a degenerazione catodica, al fine di ottenere, contemporaneamente alla controreazione, una tensione di polarizzazione di base.

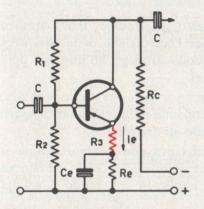
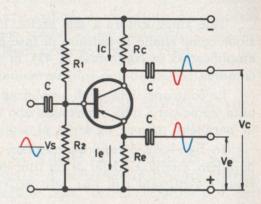



Fig. 4-35 - Amplificatore a degenerazione di emettitore

Fig. 4-36 - Amplificatore a doppia uscita o emettodina

La corrente alternativa *Ie* provoca in R_3 una tensione alternativa che contrasta la tensione del segnale. Infatti, durante l'alternanza negativa di questa, la corrente di base aumenta, aumenta di conseguenza sia la corrente di collettore che la corrente di emettitore. La tensione ai capi di R_3 aumenta negativamente e rende la base meno negativa, per cui la corrente di base tende a diminuire.

I due effetti contrari contrastano l'amplificazione: il guadagno diminuisce con conseguente diminuzione delle distorsioni e allargamento della banda passante.

Poichè anche con i transistori, come per i tubi, è possibile ottenere una tensione di reazione *Ve* sul circuito di emettitore, togliendo il condensatore di disaccoppiamento sull'intera resistenza di emettitore, l'amplificatore può fornire due tensioni uguali e di fase opposta (fig. 4-36): una è la normale tensione di uscita *Vc* fra collettore e massa a 180° sulla tensione del segnale, l'altra è la tensione di reazione *Ve* tra emettitore e massa in fase con *Vs*.

Potendo trascurare la piccolissima corrente di base, la corrente Ic di collettore può ritenersi uguale alla corrente Ie di emettitore, per cui ponendo $Re = Rc$, le due tensioni di uscita si possono considerare tra loro uguali e in opposizione di fase:

$$Vc = -\ Rc \cdot Ic \qquad e \qquad Ve = Re \cdot Ie \tag{4-38}$$

Tale amplificatore a due uscite, *detto emettodina*, trova applicazione come stadio invertitore di fase per l'eccitazione delle basi degli amplificatori in controfase (§ 47), in modo analogo all'impiego della catodina realizzato con tubi termoionici.

La controreazione degli amplificatori a transistori può essere ottenuta, come per i tubi, riportando una frazione della tensione di uscita in parallelo, oppure in serie, al segnale di ingresso.

In fig. 4-37a è rappresentato un circuito con controreazione in parallelo, simile a quello di un tubo termoionico in cui la controreazione è realizzata con una rete *RcCr* applicata tra anodo e griglia.

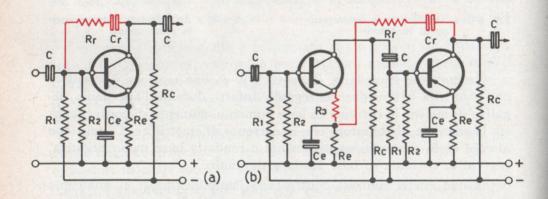



Fig. 4-37 - Circuiti di controreazione applicati ad un solo stadio (a) e a due stadi amplificatori ad accoppiamento *RC* (b)

Poichè la tensione di uscita è a 180° sulla tensione del segnale, quando questa cresce in campo positivo, la corrente di base, e quindi la corrente di collettore, diminuisce. La tensione di uscita e la tensione ai capi di *Rr* aumentano in campo negativo, rendendo la base più negativa e cioè contrastando le variazioni del segnale.

Quando la controreazione è applicata a più stadi occorre tener presente sia lo sfasamento prodotto dagli elementi di accoppiamento, che il numero degli stadi.

Poichè negli accoppiamenti ad *RC* tra amplificatori a transistori con emettitore a massa, lo sfasamento tra la tensione di uscita e la tensione di entrata di ciascun stadio può ritenersi di 180°, nel caso di due stadi, la controreazione viene ottenuta, come rappresentato in fig. 4-37b, con una rete *RrCr* che collega il collettore del secondo stadio con l'emettitore del primo stadio, la cui resistenza è parzialmente disaccoppiata, per le ragioni precedentemente viste.

44 - AMPLIFICATORI DI POTENZA AD AUDIOFREQUENZA (BF) IN CLASSE A

Ogni stadio amplificatore, per il fatto di convertire la potenza continua dell'alimentatore anodico o di collettore in potenza alternativa in conseguenza della regolazione della corrente anodica o di collettore effettuata dal segnale applicato alla griglia o alla base, ed anche per il fatto che generalmente la potenza di uscita è maggiore della potenza di entrata, può essere considerato un amplificatore di potenza.

Però, mentre gli amplificatori di tensione sono progettati in modo da ottenere una notevole amplificazione del segnale d'ingresso e vengono usati nei circuiti dove è richiesto solo una piccola parte della massima potenza di uscita dello stadio, gli amplificatori di potenza vengono usati per alimentare circuiti nei quali interessa in particolar modo la potenza piuttosto che la tensione e vengono adeguatamente progettati per ottenere la massima potenza indistorta di uscita.

Gli amplificatori di potenza ad audiofrequenza vengono impiegati per alimentare gli altoparlanti e rappresentano quindi l'ultimo stadio di amplificazione.

Possono essere di classe A oppure, quando sono costituiti da due tubi o da due transistori in controfase, di classe B o di classe AB.

a) **Amplificatori di potenza di classe A a tubi termoionici.**

La massima potenza indistorta ricavabile al carico di un amplificatore di classe A dipende da diversi fattori.

Innanzi tutto dipende dal *rendimento di conversione di potenza.* Più alto è il rendimento e maggiore è la potenza di uscita.

Abbiamo detto che in un tubo elettronico la potenza del segnale amplificato dipende dalla potenza continua Pa fornita al circuito anodico:

$$Pa = Ea \cdot Iao \tag{4-39}$$

dove Ea è la tensione dell'alimentatore anodico e Iao la corrente continua di riposo.

In assenza del segnale, parte di tale potenza viene dissipata nell'interno del tubo sotto forma di calore provocato dagli urti elettronici sulla placca:

$$Pi = Vao \cdot Iao \tag{4-40}$$

dove Vao è la tensione anodica di riposo.

L'altra parte viene dissipata nella resistenza di carico:

$$Pc = Rc \cdot Iao^2 \tag{4-41}$$

Applicando il segnale alla griglia controllo, supponendo che le caratteristiche mutue dinamiche siano lineari, la corrente media alternativa che fluisce nella resistenza di carico deve ritenersi uguale alla corrente di riposo Iao, per cui la potenza dissipata Pc rimane costante.

La potenza Pu del segnale amplificato deve allora essere una parte della potenza continua Pi che, in assenza di segnale, viene tutta dissipata in calore sulla placca. Deve essere cioè:

$$Pi = Pu + Pi^1 \tag{4-42}$$

dove Pi^1 è la potenza dissipata sulla placca in presenza del segnale.

Dalla (4-42) si deduce che la potenza di uscita Pu di un amplificatore è tanto maggiore quanto più grande è la potenza Pi che il tubo dissipa a riposo e quanto più piccola è la potenza Pi^1 dissipata sulla placca quando al tubo è applicato il segnale.

Per questo si devono scegliere tubi di potenza a forte flusso elettronico, cioè aventi una bassa resistenza differenziale Rd, e costruiti

in modo da poter smaltire il calore che si genera sulla placca a causa dell'urto elettronico.

Mentre nei piccoli tubi l'anodo è costruito di semplice lamierino di nichel, nei tubi di potenze superiori le placche vengono munite di alette di raffreddamento, sono annerite e formate con materiali resistenti alle alte temperature, come la grafite, il molibdeno e il tantalio.

Si chiama rendimento η di conversione di potenza il rapporto:

$$\eta = \frac{Pu}{Pi} = \frac{Pu}{Vao \cdot Iao} \qquad (4\text{-}43)$$

A parità di potenza di uscita *Pu*, il massimo rendimento di conversione si ottiene scegliendo un punto di lavoro molto basso sulle caratteristiche anodiche, cioè una corrente di riposo molto piccola.

Per ridurre la *Iao* occorre dare alla griglia un potenziale il più negativo possibile, compatibilmente con l'ampiezza del segnale (in pratica la tensione di polarizzazione deve essere in valore assoluto un po' maggiore dell'ampiezza del segnale applicato).

Il rendimento di conversione di potenza è per tutti i tubi molto basso: è del 27-28% per i triodi e del 35-40% per i pentodi e per i tubi a fascio elettronico.

Per questo motivo gli stadi amplificatori di potenza sono montati con pentodi, e, più di frequente, con tubi a fascio elettronico, per la maggior linearità delle caratteristiche dinamiche di questi rispetto a quelle dei pentodi.

La potenza di uscita, oltre che dal rendimento di conversione, dipende anche dalla resistenza *Rc* del carico e dall'ampiezza del segnale.

Infatti la potenza attiva del segnale amplificato è data da:

$$Pu = Rc \cdot Ia^2 \qquad (4\text{-}44)$$

dove *Ia* è il valore efficace della corrente anodica.

Se *Vg* è il valore efficace del segnale applicato, si ha:

$$Ia = \frac{\mu \, Vg}{Rd + Rc} \qquad (4\text{-}45)$$

e la potenza Pu è data anche dall'espressione:

$$Pu = \frac{\mu^2 Vg^2 Rc}{(Rd + Rc)^2} \qquad (4\text{-}46)$$

da cui si deduce che la potenza di uscita, a parità dei parametri μ e Rd del tubo, aumenta con l'ampiezza del segnale.

In pratica nel funzionamento in classe A, le massime escursioni del segnale non devono mai oltrepassare il ginocchio inferiore della caratteristica mutua e lo zero.

Per questo motivo un amplificatore finale di potenza che deve alimentare un altoparlante è preceduto da stadi amplificatori di tensione atti a portare il segnale del microfono o del rivelatore fonografico all'ampiezza desiderata.

Dalla (4-46) si deduce anche che, a parità di potenza utile di uscita Pu, lo stadio richiede una tensione Vg d'ingresso tanto più bassa quanto più alto è il coefficiente di amplificazione μ del tubo impiegato.

Ciò rappresenta un vantaggio in quanto viene richiesta una minor preamplificazione del segnale che deve essere applicato all'amplificatore.

È questo un altro motivo per il quale negli stadi finali di potenza vengono preferiti i tubi a fascio elettronico e i pentodi al posto dei triodi, anche se i primi danno luogo a distorsioni maggiori. Tale inconveniente è però superabile nel caso del tubo a fascio elettronico, che attualmente è il tubo più usato nell'amplificazione in classe A.

Per quanto riguarda invece la resistenza di carico, se si considera che il tubo è il generatore e che la resistenza di carico è l'utilizzatore, occorre scegliere un valore di Rc che determini la condizione di massimo trasferimento di potenza dal generatore all'utilizzatore.

Ricordiamo che tale condizione (Vol. I - § 35) si ha quando la resistenza di carico Rc uguaglia la resistenza interna Rd:

$$Rc = Rd$$

Questo criterio deve però essere considerato in funzione anche delle distorsioni che possono apparire nel segnale amplificato. Esso è cioè valido se la retta di carico corrispondente al valore di Rc sul

piano delle caratteristiche anodiche interessa i tratti lineari delle caratteristiche stesse.

Per i triodi può ritenersi valido, mentre per i tubi a griglia schermo la condizione di massima potenza con la minima distorsione si ha quando il valore della resistenza di carico è quella per il quale tra i due valori massimo e minimo che la corrente anodica raggiunge per effetto del segnale, il funzionamento del tubo possa considerarsi lineare. In tal caso la resistenza di carico è sempre maggiore della resistenza interna del tubo, ma minore del doppio.

Per ogni tipo di tubo i costruttori forniscono, con gli altri dati caratteristici, anche il valore della resistenza di carico.

Occorre però osservare che il carico degli amplificatori di potenza ad audiofrequenza è costituito da altoparlanti che generalmente hanno un'impedenza interna (3-4 ohm) di molto inferiore alla resistenza differenziale del tubo, e pertanto non adatti ad ottenere il massimo rendimento in potenza dallo stadio amplificatore.

Si rende perciò necessario *adattare* la resistenza di carico con la resistenza di uscita del tubo. Allo scopo può essere usato un *trasformatore di uscita* con nucleo ferromagnetico che, in questo caso, ha le funzioni di adattatore di impedenza.

Potendo approssimativamente ritenere (§ 8) che il rapporto τ di un trasformatore, cioè il rapporto tra il numero delle spire primarie e il numero delle spire secondarie, è uguale alla radice quadrata del rapporto tra i valori delle resistenze primaria e secondaria:

$$\tau = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \qquad (4\text{-}47)$$

è possibile calcolare un trasformatore con una resistenza primaria uguale alla resistenza di uscita del tubo e con una resistenza secondaria uguale alla resistenza dell'altoparlante.

Il trasformatore di uscita, che evidentemente è un trasformatore in discesa, ha anche il vantaggio di separare galvanicamente il circuito anodico dal circuito di carico e quindi di non permettere alla componente continua di riposo di fluire anche nel carico.

La fig. 4-38 rappresenta uno stadio amplificatore di potenza o finale a *BF* in classe *A* con l'impiego di un tubo a fascio elettronico e del trasformatore di uscita.

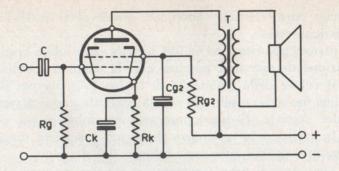



FIG. 4-38 - Amplificatore finale o di potenza a *BF* in classe A attuato con tubo a fascio elettronico e con trasformatore di uscita

Qualche volta, solo nel campo delle alte frequenze, si rende necessario adattare anche la resistenza del generatore dei segnali alla resistenza di ingresso del tubo.

Anche in questo caso si fa uso di un trasformatore adattatore di impedenza, detto *trasformatore di ingresso*, normalmente in salita.

Occorre però osservare che i trasformatori sia di entrata che di uscita, anche se costruiti con tutti gli accorgimenti del caso, determinano sempre una perdita di potenza (il loro rendimento è di solito dell'80% circa) e soprattutto provocano sempre delle distorsioni che limitano la larghezza della banda passante.

Pertanto, quando si devono realizzare amplificatori di alta fedeltà, nei quali la linearità di responso è una caratteristica essenziale, si

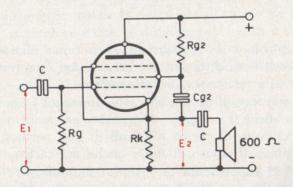



FIG. 4-39 - Accoppiamento catodico (uscita catodica) per l'adattamento dell'impedenza di uscita dell'amplificatore finale all'impedenza dell'altoparlante

ricorre ad un altro sistema di adattamento e cioè all'*accoppiamento catodico* (o uscita catodica) reso possibile dalla costruzione di speciali altoparlanti aventi l'impedenza di alcune centinaia di ohm.

L'uscita catodica viene realizzata mediante un tubo termoionico usato secondo lo schema di principio di fig. 4-39 e cioè con un trasferitore catodico.

La tensione di uscita E_1 dell'amplificatore di potenza viene applicata alla griglia del tubo, mentre quella di uscita E_2 viene prelevata ai capi della resistenza catodica Rk ed applicata all'altoparlante.

Poichè la resistenza Rg di griglia è di valore elevato e la resistenza Rk è di basso valore, il circuito presenta un'elevata impedenza di ingresso adattabile all'impedenza di uscita dello stadio amplificatore precedente, e una bassa impedenza di uscita adattabile all'impedenza dell'altoparlante.

Il sistema ad uscita catodica, per l'adattamento dell'impedenza di uscita dell'amplificatore con quella dell'altoparlante, anche se non produce amplificazione ha il vantaggio, rispetto al sistema di adattamento con trasformatori di uscita, di presentare una distorsione praticamente nulla.

Il valore della resistenza catodica Rk necessaria per ottenere una impedenza Zu di uscita, può essere calcolato con l'espressione:

$$Rk = \frac{Zu\ Rd}{Rd - Zu\ (1 + \mu)} \qquad (4\text{-}48)$$

dove Rd è la resistenza differenziale e μ il fattore di amplificazione del tubo.

b) **Amplificatori di potenza di classe A a transistori.**

I transistori possono essere impiegati per potenze sufficientemente grandi, ma si constata che la potenza di uscita viene limitata, come per i tubi, dalla dissipazione massima ammissibile al collettore.

È necessario pertanto provvedere a smaltire il calore generato mediante radiatori e ventilazione. Per questo le Case costruttrici specificano, per ciascun transistore di potenza, il tipo di aletta refrigerante e la superficie del radiatore su cui deve essere montata.

Anche per i transistori vale quanto si è detto per i tubi elettronici per ciò che riguarda la conversione della potenza dell'alimentatore del circuito di uscita in potenza utile del segnale amplificato.

Senonchè nei transistori la massima potenza del segnale amplificato dipende non solo dai parametri del transistore e dalle caratteristiche del circuito di uscita, come per i tubi, ma dipende anche dalle caratteristiche del circuito di entrata, in quanto i due circuiti non sono galvanicamente separati.

Comunque la massima potenza di uscita dipende soprattutto dal migliore adattamento di impedenza, non solo del circuito di uscita, come per i tubi, ma anche del circuito di entrata.

La condizione di massimo trasferimento di potenza si ha, come per i triodi, quando la resistenza interna *Rs* del generatore dei segnali (o la resistenza di uscita dello stadio precedente) è uguale alla resistenza di ingresso *Ri* del transistore e quando la resistenza di carico *Rc* è uguale alla resistenza di uscita *Ru* del transistore.

L'adattamento dell'impedenza del circuito di collettore al circuito utilizzatore può essere realizzata, come per i tubi, con un trasformatore di uscita in discesa secondo lo schema di fig. 4-40.

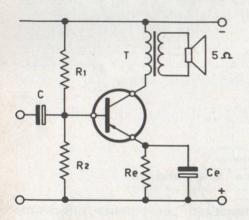



Fig. 4-40 - Amplificatore finale *BF* in classe A con trasformatore di uscita

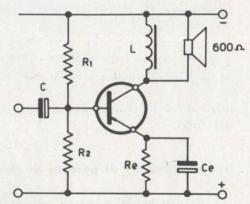



Fig. 4-41 - Amplificatore finale *BF* in classe A con bobina di arresto

Se però l'altoparlante ha un'impedenza di alcune centinaia di ohm, l'uscita può essere realizzata con una bobina d'arresto del tipo a

radiofrequenza inserita nel circuito di collettore e collegata in parallelo con l'altoparlante, come rappresentato in fig. 4-41.

Così facendo, la componente continua del segnale fluisce per intero nella bobina, mentre nell'altoparlante fluisce solo la componente alternativa del segnale.

Anche per i transistori, come per i tubi termoionici, un migliore responso di frequenza si ottiene eliminando il trasformatore di uscita.

L'adattamento delle impedenze viene realizzato mediante l'accoppiamento di emettitore, analogo all'accoppiamento catodico dei tubi.

45 - AMPLIFICATORI DI POTENZA CON TUBI IN CONTROFASE (PUSH-PULL)

Negli amplificatori di potenza in classe *A* ad un solo tubo, o ad un solo transistore, la potenza utilizzata rappresentava solo una piccola parte della potenza erogata dall'alimentatore in quanto, per contenere la distorsione armonica entro i limiti tollerabili, le escursioni del segnale applicato dovevano essere contenute entro il tratto approssimativamente rettilineo delle caratteristiche dinamiche.

Per aumentare la potenza di uscita senza incorrere in una maggiore distorsione, cioè senza superare una distorsione prefissata, si possono usare contemporaneamente due tubi, o due transistori, aventi caratteristiche uguali, collegati allo stesso circuito di utilizzazione.

Uno dei sistemi potrebbe essere quello di collegare i due tubi (o i due transistori) *in parallelo* tra loro, unendo insieme gli elettrodi corrispondenti. Si otterrebbe un tubo equivalente avente una tensione di uscita uguale a quella di un solo tubo, una resistenza interna uguale a metà di quella di ciascun tubo e una corrente anodica uguale alla somma delle correnti anodiche di ogni tubo.

Si otterrebbe cioè un amplificatore avente una potenza di uscita circa doppia di quella fornita da un solo tubo.

Tuttavia, con la disposizione dei tubi in parallelo, le capacità interelettrodiche e le capacità di cablaggio (dei fili di collegamento) vengono a trovarsi in parallelo e perciò, sommandosi, provocano una sensibile attenuazione dell'amplificazione in corrispondenza delle frequenze più alte. Inoltre le distorsioni armoniche prodotte da ciascun

tubo si sommano, anche se la distorsione percentuale totale risulta uguale a quella di un solo tubo, essendo raddoppiata la potenza di uscita.

Per questi motivi la disposizione in parallelo è abbandonata e sostituita con un altro sistema che consente di ottenere una potenza di uscita più che doppia di quella ottenibile con un solo tubo, ma con risultati migliori, soprattutto per quanto riguarda le distorsioni.

Tale sistema, impiegato nella maggior parte degli amplificatori di potenza, consiste nel collegare due tubi, aventi uguali caratteristiche, in *controfase*, cioè secondo la disposizione simmetrica rappresentata in fig. 4-42 relativamente all'impiego di due tubi a fascio elettronico.

Per il funzionamento di uno stadio amplificatore in controfase è necessario però applicare alle griglie controllo di ciascun tubo segnali di uguale ampiezza, ma sfasati tra loro di 180°. I dispositivi comunemente usati che consentono di ottenere da un solo segnale proveniente dallo stadio pilota, due segnali uguali tra loro, ma in opposizione di fase, sono:

1) i trasformatori di entrata a secondario bilanciato con presa centrale;

2) gli invertitori elettronici di fase.

Evidentemente i due tubi devono essere collegati al medesimo utilizzatore attraverso un dispositivo capace di ripristinare il segnale alternativo nell'utilizzatore stesso, cioè nell'altoparlante. Tale dispositivo è normalmente un trasformatore di uscita a primario bilanciato con presa centrale. Gli amplificatori di potenza in controfase possono funzionare come amplificatori di classe *A*, di classe *AB* e di classe *B*.

Lo schema di fig. 4-42 è dotato di un trasformatore T_1 di entrata bilanciato con una presa centrale sul secondario e di un trasformatore T_2 di uscita bilanciato con presa centrale sul primario.

Per la mancanza dei condensatori di disaccoppiamento delle resistenze catodiche, viene introdotta una controreazione.

In condizioni di riposo i due tubi danno origine alla stessa corrente di riposo I_{ao}. Queste due correnti si sommano nell'alimentatore, mentre fluendo ognuna attraverso metà del primario del trasfor-

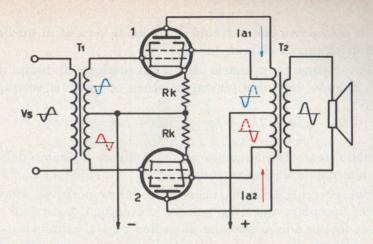



Fig. 4-42 - Schema elettrico dello stadio amplificatore finale *BF* con due tubi a fascio elettronico in controfase

matore di uscita in senso opposto all'altra, producono due flussi magnetici di senso opposto e perciò una magnetizzazione media del nucleo uguale a zero, e, dal momento che la componente continua della corrente anodica non induce alcuna tensione nel secondario, la corrente secondaria è nulla.

Applichiamo ora al primario del trasformatore di entrata un segnale alternativo Vs.

Poichè il secondario è bilanciato con presa centrale collegata ai due catodi, e con gli estremi opposti collegati alle due griglie, ogni tubo è pilotato con tensioni di uguale ampiezza, ma sfasate tra loro di 180°

In tali condizioni, la corrente anodica Ia_1 del tubo 1 è:

$$Ia_1 = Iao + Ias \tag{4-49}$$

e la corrente anodica Ia_2 del tubo 2 è, nello stesso istante:

$$Ia_2 = Iao - Ias \tag{4-50}$$

Nell'alimentatore anodico le due correnti si sommano:

$$Ia_1 + Ia_2 = Iao + Ias + Iao - Ias = 2\ Iao \tag{4-51}$$

per cui in esso passa una corrente di intensità doppia di quella della corrente di riposo di ciascun tubo.

Nell'avvolgimento primario del trasformatore di uscita le due correnti, fluendo nelle due sezioni in senso opposto, si sottraggono:

$$Ia_1 - Ia_2 = Iao + Ias - Iao + Ias = 2\ Ias \qquad (4\text{-}52)$$

per cui nello stesso avvolgimento primario fluisce il doppio delle componenti alternative di ciascun tubo.

Le due correnti *Ias*, una negativa e l'altra positiva, sono l'una l'immagine speculare dell'altra, per cui le eventuali distorsioni in esse contenute dovute alle armoniche di ordine pari si eliminano.

Ne risulta che la tensione ai capi del secondario del trasformatore di uscita e applicata all'altoparlante è esente da distorsioni derivanti da armoniche di ordine pari, in particolare dalla distorsione di seconda armonica che è la più influente.

Le armoniche di ordine dispari invece si sommano, perciò la loro ampiezza è doppia rispetto a quella di un solo tubo, ma, considerando che la potenza di uscita è circa doppia, percentualmente la distorsione dovuta alle armoniche dispari, soprattutto alla terza armonica, risulta uguale a quella di un solo tubo.

Il fatto è messo in evidenza dalla caratteristica dinamica dei due tubi in controfase, rappresentata in fig. 4-43 relativa al funzionamento in classe A.

Nella parte superiore è rappresentata la caratteristica dinamica del tubo 1, mentre nella parte inferiore è rappresentata la caratteristica dinamica del tubo 2, identica alla prima, ma rovesciata di 180°, dal momento che le correnti anodiche dei due tubi sono in opposizione.

L'asse delle ascisse è comune ad entrambe e le due curve sono allineate verticalmente in modo che il punto corrispondente alla tensione di polarizzazione di un tubo coincida con quello relativo all'altro tubo.

A causa della curvatura delle caratteristiche dei due tubi, le correnti anodiche risultano distorte e quindi contenenti una fondamentale e delle armoniche di ordine pari e di ordine dispari (in figura sono rappresentate solo le seconde armoniche).

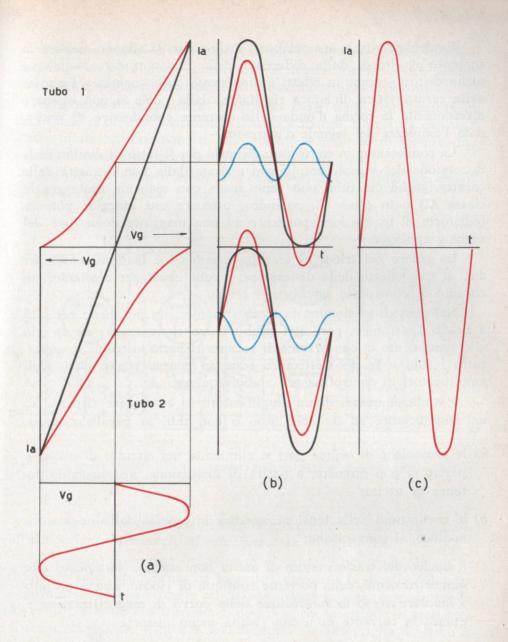



FIG. 4-43 - Caratteristiche mutue dinamiche di due tubi operanti in controfase (a). Le correnti anodiche dei due tubi (b) e loro differenze (c)

Evidentemente le armoniche di ordine pari si elidono, per cui la corrente risultante dalla differenza delle due correnti anodiche è meno distorta, come in effetti è dimostrato dalla maggiore linearità della caratteristica dinamica risultante, dalla quale si può ottenere direttamente la forma d'onda della corrente complessiva di uscita, data l'ampiezza del segnale d'ingresso.

La connessione in controfase, proprio per il fatto di diminuire la distorsione del segnale amplificato causata dalla non linearità delle caratteristiche dei tubi, può venir usata con maggior vantaggio in classe AB o in classe B, potendosi ottenere una maggior potenza indistorta di uscita corrispondente ad una maggiore escursione del segnale applicato.

In genere nei triodi la seconda armonica è la dominante, per cui, al solo effetto della distorsione, i tubi ideali per realizzare un circuito in controfase sarebbero i triodi.

Nei pentodi predomina la terza armonica, un po' meno nei tubi a fascio elettronico, però tali tubi offrono il vantaggio di un più alto rendimento di conversione di potenza rispetto ai triodi, e soprattutto i tubi a fascio elettronico sono in genere i più usati negli amplificatori in controfase per audiofrequenze.

I vantaggi quindi di un amplificatore in controfase rispetto ad un amplificatore ad un solo tubo o con tubi in parallelo, sono:

a) le armoniche di ordine pari si eliminano nel circuito di uscita e perciò si può ottenere, a parità di distorsione, una maggior potenza di uscita;

b) le oscillazioni della tensione anodica introdotte dall'alimentatore anodico, si compensano;

c) il nucleo del trasformatore di uscita non essendo sottoposto alla magnetizzazione della corrente continua di riposo, non è portato a lavorare verso la saturazione della curva di magnetizzazione e quindi la corrente di uscita risulta meno distorta.

Per queste ragioni la maggior parte degli amplificatori di potenza ad audiofrequenza si costruisce con dispositivi elettronici in controfase.

Abbiamo già osservato però che gli accoppiamenti con trasformatori a nucleo di ferro consentono il trasferimento, senza distorsioni apprezzabili, di una banda di frequenza piuttosto ristretta.

Una migliore risposta di frequenza degli stadi amplificatori in controfase si ottiene sostituendo il trasformatore di entrata con uno stadio pilota ad inversione di fase, avente il compito di fornire due segnali di uguale ampiezza e in opposizione di fase.

Un circuito invertitore di fase composto di due triodi accoppiati ad RC è rappresentato in fig. 4-44.

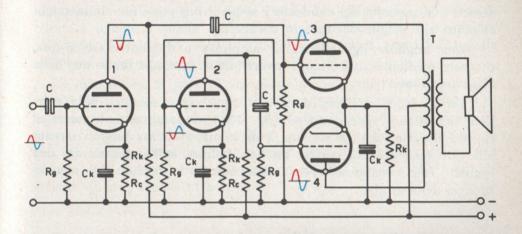



Fig. 4-44 - Stadio amplificatore in controfase pilotato da uno stadio invertitore di fase costituito da due triodi

I tubi 3 e 4 costituiscono l'amplificatore in controfase accoppiato all'altoparlante attraverso il trasformatore *T* di uscita.

Il segnale di entrata è applicato al tubo 1. Il segnale di uscita di questo tubo, amplificato ed invertito, comanda la griglia del tubo 3 attraverso il noto circuito ad RC. Mediante la resistenza variabile *Rg* viene prelevata una frazione di questa tensione, uguale in ampiezza al segnale applicato al tubo 1, e viene applicata alla griglia del tubo 2. La tensione di uscita di questo tubo, amplificata ed invertita, comanda la griglia del tubo 4.

È evidente che le griglie dei tubi 3 e 4 sono eccitate in opposizione di fase e con segnali di uguale ampiezza, come richiesto da

un amplificatore in controfase. Infatti la tensione anodica del tubo 1, con carico resistivo, è sfasata di 180° rispetto alla tensione del segnale di entrata e, poichè è applicata parte direttamente alla griglia del tubo 3 e parte alla griglia del tubo 2, la tensione di uscita di questo tubo è a 180° sulla tensione di uscita del tubo 1.

Affinchè le tensioni di uscita dell'invertitore di fase siano di uguale ampiezza, è necessario che i due tubi e i relativi circuiti abbiano le stesse caratteristiche. Per questo le resistenze devono essere uguali tra loro, come pure i condensatori. Inoltre, nella pratica, occorre rispettare la simmetria del cablaggio, affinchè le resistenze e le capacità dei conduttori siano il più possibile simmetriche rispetto alle griglie dei tubi in controfase.

Una migliore uguaglianza di ampiezza e di controfase si può ottenere mediante altri circuiti invertitori di fase, che fanno uso della controreazione.

Un circuito semplice ed economico è rappresentato dalla *catodina* descritto al paragrafo 43 (fig. 4-31). Generalmente in serie al catodo si pone un'altra resistenza di valore talmente basso, rispetto alle due resistenze di carico, da non influire sull'ampiezza dei due segnali. Tale resistenza serve a determinare la tensione di polarizzazione della griglia.

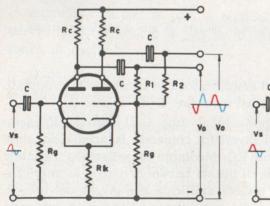



Fig. 4-45 - Invertitore di fase con doppio triodo ad uscite anodiche

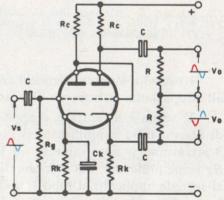



Fig. 4-46 - Invertitore di fase con doppio triodo ad uscita anodica e catodica

In fig. 4-45 è illustrato un altro tipo di invertitore di fase che impiega un doppio triodo. Tale circuito funziona anche da amplificatore. Il segnale viene applicato alla griglia del primo triodo ed esce amplificato sulla placca, rovesciato di 180°. Contemporaneamente ai capi della resistenza catodica si ottiene un segnale in fase con quello di griglia e, poichè tale resistenza è comune al secondo triodo, sulla griglia di questo, collegata a massa attraverso la resistenza *Rg*, compare un segnale a 180° su quello catodico. Infatti, rendere, p.e., più positivo il catodo è come rendere più negativa la griglia. Pertanto sulla placca del secondo triodo si ottiene un segnale amplificato a 180° sul segnale di griglia. Poichè l'amplificazione del secondo triodo è uguale a quella del primo, essendo identiche le condizioni di lavoro, si ottengono, sulle placche dei due triodi, segnali di uguale ampiezza e in opposizione di fase.

L'invertitore di fase di fig. 4-46 impiega anch'esso un doppio triodo. Il segnale viene applicato alla griglia del primo triodo che funziona da normale amplificatore di BF. Il segnale amplificato di uscita viene direttamente applicato alla griglia del secondo tubo, che funziona da catodina. I valori delle resistenze d'anodo e di catodo sono uguali onde ottenere due tensioni di uscita, oltre che in opposizione di fase, uguali in ampiezza.

46 - AMPLIFICATORI DI POTENZA CON TRANSISTORI IN CONTROFASE

Le considerazioni fatte per uno stadio amplificatore in controfase montato con tubi termoionici, possono ritenersi valide anche per uno stadio amplificatore in controfase montato con transistori.

I due segnali di uguale ampiezza, ma in opposizione di fase, necessari per pilotare la base dei due transistori in controfase, possono essere forniti, come nell'impiego dei tubi, da un trasformatore T_1 di entrata con il secondario bilanciato con presa centrale collegata agli emettitori e con gli estremi opposti collegati alle due basi, come rappresentato in fig. 4-47.

Supponiamo che i due transistori siano polarizzati in classe B. Durante l'alternanza del segnale che rende negativo l'estremo *A* del

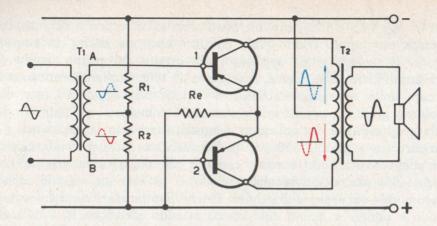



FIG. 4-47 - Schema elettrico dello stadio amplificatore finale *BF* ,con due transistori in controfase

secondario e positivo l'estremo *B*, la giunzione base-emettitore del transistore 1 risulta polarizzata in senso diretto e una corrente di collettore fluisce nella metà del primario del trasformatore di uscita in serie con il transistore 1.

Durante la successiva alternanza del segnale, l'estremo *A* del secondario è positivo e l'estremo *B* è negativo. Il transistore 1 risulta bloccato, mentre la giunzione base-emettitore del transistore 2, polarizzata negativamente, permette il fluire di una corrente di collettore nell'altra metà del primario in serie con il transistore 2.

Le due metà del primario del trasformatore di uscita sono dunque percorse, l'una per la durata di un semiperiodo e l'altra per la durata del semiperiodo successivo, da correnti di uguale ampiezza ma in opposizione di fase, per cui nel secondario si ricompone il segnale amplificato.

Il trasformatore di entrata può essere vantaggiosamente sostituito con l'invertitore di fase elettronico ad un solo transistore *a degenerazione di emettitore od emettodina,* descritto al paragrafo 43 (fig. 4-36).

Si può invece evitare l'impiego del trasformatore di uscita facendo uso del circuito in controfase, detto single ended pusch-pull, il cui schema di principio è rappresentato in fig. 4-48 a.

Esso richiede l'impiego di due batterie uguali. Il trasformatore di entrata è bilanciato con presa centrale collegata all'emettitore del transistore 1 e al collettore del transistore 2, e con gli estremi opposti

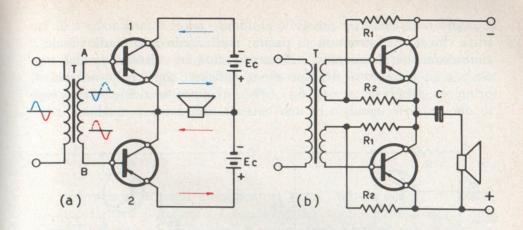



FIG. 4-48 - Stadio finale *BF* a transistori in controfase senza trasformatore di uscita (single ended pusch-pull)

collegati alla base dei due transistori. Se questi sono polarizzati in classe B, durante l'alternanza del segnale che rende negativo l'estrema *A* del secondario, la giunzione base-emettitore del transistore 1 è polarizzata in senso diretto e la corrente di collettore fluisce nell'altoparlante nel senso delle frecce azzurre. Durante l'alternanza successiva del segnale, l'estremo *B* del secondario è negativo: la giunzione base-emettitore del transistore 2 è polarizzata in senso diretto e la corrente di collettore fluisce nell'altoparlante nel senso opposto a prima, cioè nel senso delle frecce rosse. È evidente che il segnale amplificato si ricompone direttamente nello stesso altoparlante, l'impedenza del quale rappresenta l'impedenza di carico. Se però questa ha un valore tale da richiedere l'adattamento, l'uscita viene prelevata da un trasformatore con primario senza prese, in quanto non è necessaria la simmetria rispetto al punto centrale per ripristinare il segnale.

La fig. 4-48 b rappresenta la realizzazione pratica dello stadio in controfase single-ended. La tensione di alimentazione fornita da una sola batteria viene divisa in due parti uguali per mezzo delle resistenze R_1 e R_2 (ripartitori di tensione), sicchè la tensione collettore emettitore di ciascun transistore, in assenza del segnale applicato all'entrata dello stadio, è uguale alla metà della tensione totale di alimentazione, ciò che corrisponde praticamente ad utilizzare due batterie uguali.

Con i transistori è possibile eliminare sia il trasformatore di entrata che il trasformatore di uscita, realizzando uno stadio finale *a simmetria complementare*, utilizzando cioè un transistore del tipo p-n-p e un transistore del tipo n-p-n, collegati come nello schema di principio rappresentato in fig. 4-49 a. Il circuito richiede l'impiego di due batterie uguali o di una batteria con presa centrale.

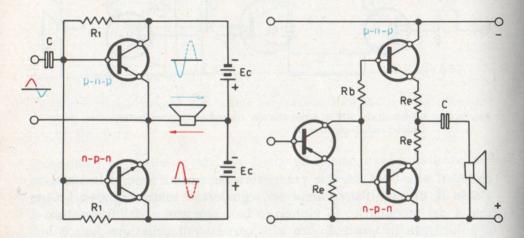



FIG. 4-49 - Stadio finale *BF* a transistori a simmetria complementare

In assenza del segnale, le due correnti di collettore fluiscono nell'altoparlante in senso opposto e perciò si annullano.

In presenza del segnale, l'altoparlante è percorso invece da due correnti di fase opposta e di senso contrario. Infatti, durante l'alternanza positiva del segnale, la corrente di collettore del transistore n-p-n aumenta (giunzione base-emettitore polarizzata in senso diretto), mentre quella del transistore p-n-p diminuisce (giunzione base-emettitore polarizzata in senso inverso), e viceversa durante l'alternanza negativa.

Pertanto nell'altoparlante si ripristina il segnale senza bisogno di un trasformatore di entrata per l'inversione di fase del segnale di comando, nè di un trasformatore bilanciato di uscita. Tutt'al più, se l'impedenza dell'altoparlante è tanto piccola da doverla adattare, può essere usato un trasformatore di uscita senza presa centrale di bilanciamento.

In fig. 4-49 b è rappresentato lo schema pratico dello stadio a simmetria complementare, che fa uso di una sola batteria.

In assenza del segnale fornito dallo stadio pilota, la tensione collettore emettitore ai capi di ciascun transistore risulta uguale alla metà della tensione totale di alimentazione, come richiesto per il funzionamento dello stadio.

47 - REGOLAZIONE DEL VOLUME E DEL TONO

Normalmente negli amplificatori e nei radioricevitori il volume (o ampiezza) e il tono (o frequenza) del suono emesso dagli altoparlanti devono essere regolabili per poterli adattare alla sensibilità uditiva dell'uditorio, alla rispondenza dell'ambiente, ecc.

Regolare il volume vuol dire far variare la tensione di uscita dell'amplificatore e quindi controllarne l'amplificazione.

Negli amplificatori con accoppiamento a resistenza e capacità montati con tubi termoionici, il miglior sistema consiste nel sostituire la resistenza di fuga di griglia in uno stadio con un potenziometro *P* di elevata resistenza (0,5 ÷ 2MΩ), come rappresentato in fig. 4-50 a.

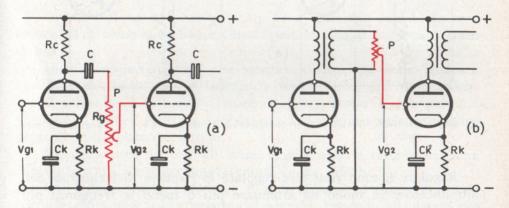



FIG. 4-50 - Controllo del volume negli stadi accoppiati a *RC* (a) e a trasformatori (b)

Questo accorgimento permette la regolazione del segnale di uscita da zero ad un valore massimo, senza produrre un sensibile effetto sulla risposta di frequenza.

Negli amplificatori con accoppiamento a trasformatore, il potenziometro è posto sul secondario, come rappresentato in fig. 4-50 b, e, poichè sul funzionamento del trasformatore ha lo stesso effetto di un carico ohmico, produce una maggiore linearità di risposta di frequenza, pur riducendo un po' il guadagno.

Anche negli amplificatori montati con transistori, la regolazione del volume viene effettuata per mezzo di un potenziometro che, se posto all'entrata di una catena di stadi amplificatori, può essere montato indifferentemente come divisore di tensione (fig. 4-51 a) o come divisore di corrente (fig. 4-51 b). Se posto invece tra due stadi di una catena di amplificatori, è necessario attuare la seconda soluzione, in quanto il comando di corrente è particolarmente indicato per regolare il livello del segnale tra due stadi, dei quali il primo ha una resistenza di uscita superiore alla resistenza di ingresso del secondo, come si verifica nei transistori montati con emettitore comune.

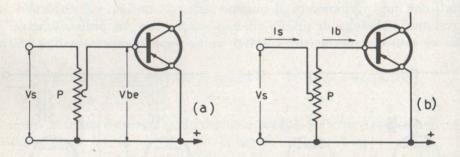



Fig. 4-51 - Controllo di volume per comando di tensione (a) e per comando di corrente (b)

Regolare il tono vuol dire regolare la risposta di frequenza dell'amplificatore in modo da attenuare più o meno le frequenze più elevate del suono, in quanto per molteplici cause, alcune delle quali difficilmente spiegabili, proprio in corrispondenza di tali frequenze e cioè in corrispondenza dei toni più acuti, si manifestano delle sensibili distorsioni che danno luogo a fischi, fruscii, cioè a disturbi intollerabili.

Il metodo più comunemente usato è quello di collegare tra anodo e massa del tubo amplificatore un condensatore *Ct* di adeguata capa-

cità (5.000 ÷ 50.000 pF) in serie con una resistenza variabile di 0,5 ÷ 1 MΩ (fig. 4-52 a).

Il condensatore *Ct* aumenta l'effetto prodotto dalle capacità interelettrodiche di abbassare l'ampiezza delle alte frequenze.

La resistenza *Rt* serve a regolare tale effetto e quindi a regolare l'attenuazione dei toni alti.

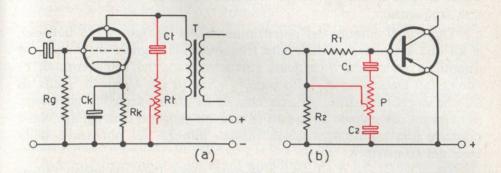



FIG. 4-52 - Controllo dei toni alti in un amplificatore a tubi (a) e in un amplificatore a transistori (b)

Infatti l'effetto del condensatore *Ct* è massimo quando la resistenza *Rt* è completamente esclusa, quando cioè il cursore è tutto in alto.

In tal caso le frequenze alte vengono convogliate verso massa e non possono fluire, se non in misura trascurabile, nell'altoparlante.

È evidente che il condensatore *Ct* dovrà essere scelto con una tensione di lavoro adatta a sopportare la massima tensione positiva presente sulla placca del tubo.

La regolazione dei toni alti negli amplificatori a transistori viene effettuata con il circuito rappresentato in fig. 4-52 b.

Dal rapporto delle resistenze R_1 e R_2 dipende il rapporto tra la corrente della base e la corrente del segnale. Ponendo all'entrata del transistore, e precisamente tra base ed emettitore, un condensatore C_1 in serie con un potenziometro *P* e con un condensatore C_2 di capacità molto più elevata di quella di C_1, è possibile modificare, in corrispondenza delle frequenze medie ed elevate, il rapporto tra la corrente di base e la corrente del segnale, è possibile cioè attenuare più o meno l'ampiezza delle medie ed alte frequenze.

Le resistenze che compaiono nel circuito devono essere scelte secondo la relazione:

$$P > R_1 > R_2$$

Tenendo conto della proporzione tra le capacità C_1 e C_2, l'impedenza di C_2 è molto più bassa di quella di C_1 sia alle basse che alle alte frequenze.

Quando il cursore del potenziometro P è portato verso il basso, si ha una attenuazione delle alte frequenze del segnale di entrata, in quanto la resistenza R_2 è quasi cortocircuitata dall'impedenza di C_2 che, a tali frequenze, è molto piccola e molto più bassa di quella di C_1, che peraltro risulta in serie con P. In altre parole, le frequenze più elevate del segnale applicato in entrata vengono convogliate verso massa e non influiscono che in misura minima sul potenziale della base del transistore.

Quando invece il cursore è portato verso l'alto, vengono rafforzate le alte frequenze del segnale di entrata, in quanto la resistenza R_1 è quasi cortocircuitata dall'impedenza di C_1 che a tali frequenze risulta molto piccola. La corrente di base aumenta perciò in corrispondenza delle frequenze elevate, che pertanto risultano rafforzate.

Negli amplificatori di buona qualità viene provveduto normalmente a controllare anche i toni bassi, mediante circuiti analoghi a quelli ora descritti.

48 - AMPLIFICATORI DI TENSIONE A RADIOFREQUENZA (RF) DI CLASSE A

Gli amplificatori di tensione a radiofrequenza vengono utilizzati nei primi stadi degli apparecchi radioriceventi per amplificare i segnali a radiofrequenza captati dalle antenne riceventi.

Tuttavia la loro caratteristica fondamentale è quella di amplificare una sola frequenza per volta o una stretta banda di frequenze, anche se all'entrata dello stadio affluiscono molti segnali differenti provenienti dall'antenna. Devono cioè poter selezionare un determinato segnale radio tra i molti che vengono irradiati nello spazio,

rendendo così possibile la trasmissione simultanea, senza interferenze, di parecchie comunicazioni.

Un amplificatore di tensione a radiofrequenza diviene selettivo o a stretta banda, solo se il carico anodico è costituito da un circuito risonante in parallelo, l'impedenza del quale presenta il suo massimo valore in corrispondenza della frequenza di risonanza fo, mentre decresce rapidamente secondo la legge della curva di risonanza per frequenze inferiori o superiori a fo (Vol. I - § 79).

Gli amplificatori selettivi, specialmente se a più stadi, proprio per la presenza dei circuiti accordati, hanno tendenza ed entrare in oscillazione per effetto di un ritorno del segnale dal circuito anodico (o di collettore) al circuito di griglia (o di base), attraverso le capacità anodo-griglia (o collettore-base), le cui reattanze diventano sempre più piccole con il crescere della frequenza del segnale, mentre l'impedenza di carico diventa, alla frequenza di risonanza, molto grande rispetto alla resistenza interna del tubo (o del transistore).

Per questo motivo negli stadi amplificatori a RF vengono impiegati esclusivamente dispositivi elettronici adatti per alte frequenze, cioè i tubi a fascio elettronico, i pentodi e i transistori a lega diffusa, dei quali le capacità anodo-griglia e le capacità collettore-base sono trascurabili. Se necessario, vengono usati anche *circuiti di neutralizzazione* delle capacità interelettrodiche.

Il funzionamento degli amplificatori di tensione a RF è di solito di classe A_1, ed è determinato dal guadagno di tensione e dalla larghezza della banda passante.

Pertanto anche per gli amplificatori di tensione a RF, come per gli amplificatori a BF, assumono molta importanza, ai fini dell'amplificazione e della risposta di frequenza, i sistemi di accoppiamento tra stadio e stadio.

a) **Amplificatori di tensione a RF a circuito anodico o di collettore accordato, con accoppiamento RC.**

Lo schema del circuito di un amplificatore di tensione per radiofrequenza a circuito anodico accordato, montato con pentodi, è rappresentato in fig. 4-53, dove sono messe in evidenza le capacità interelettrodiche di uscita del primo pentodo e di entrata del secondo tubo. L'impedenza di carico è costituita da un circuito antirisonante

formato da un condensatore variabile *Cc* avente come dielettrico aria e da una bobina *Lc* senza nucleo, o con nucleo di ferroxcube, che presenta alle alte frequenze perdite per isteresi e per correnti parassite di entità trascurabile.

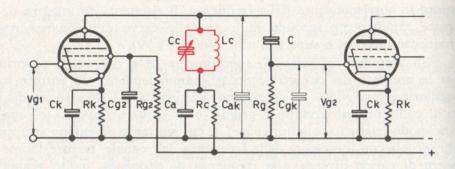



FIG. 4-53 - Stadi amplificatori di tensione a *RF* a circuito anodico accordato con accoppiamento *RC*

In assenza del segnale, se non si considera la resistenza *Rc*, la resistenza del circuito anodico è costituita dalla resistenza connessa con l'induttanza *Lc* della bobina ed è così piccola che la tensione anodica di riposo è approssimativamente uguale alla tensione di alimentazione anodica.

Applicando un segnale tra griglia e massa, il circuito antirisonante presenta alla componente alternata della corrente anodica, una impedenza fortemente variabile con la frequenza del segnale.

Ricordiamo infatti (Vol. I - § 79) che un circuito risonante in parallelo presenta la sua massima impedenza *Z* in corrispondenza alla frequenza di risonanza *fo*, data, in forma approssimata, dall'espressione

$$Z = 2\,\pi\, fo\; L\; Q = \omega_0\, L\, Q \tag{4-53}$$

dove *L* è l'induttanza della bobina e *Q* è la cifra di merito del circuito antirisonante.

Per frequenze inferiori o superiori a *fo*, l'impedenza decresce rapidamente secondo la legge rappresentata dalla curva di risonanza.

Se il condensatore *C* di accoppiamento è scelto di valore tale che la sua reattanza possa considerarsi trascurabile alla frequenza *fo*, la

resistenza Rg e le capacità Cak e Cgk risultano in parallelo al circuito antirisonante e alla resistenza interna del tubo. La capacità del circuito antirisonante viene perciò ad assumere il valore:

$$Ct = Cc + Cak + Cgk$$

Osserviamo che mentre negli amplificatori a BF le capacità interelettrodiche Cak e Cgk costituivano, ai fini dell'amplificazione, un inconveniente, soprattutto a partire da una determinata frequenza, negli amplificatori a RF non hanno normalmente un effetto dannoso in quanto provocano solo un aumento della capacità del circuito risonante.

Le resistenze Rd e Rg provocano invece un abbassamento ed un appiattimento della curva di risonanza rispetto a quella del circuito risonante isolato. Ciò comporta una riduzione della selettività dell'amplificatore.

Il rapporto di amplificazione A viene dato perciò dall'espressione:

$$A = -gm \frac{1}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{Rd} + \frac{1}{Rg}} \qquad (4\text{-}54)$$

ed è massimo quando Z è massima, cioè quando la frequenza del segnale è uguale alla frequenza di risonanza del circuito risonante $LcCt$ e decresce rapidamente in corrispondenza delle frequenze inferiori e superiori a fo, secondo le variazioni della Z, cioè secondo l'andamento della curva di risonanza (fig. 4-54). L'amplificazione è diversa da zero solamente in un limitato intorno della frequenza di risonanza fo.

Ciò si può anche esprimere dicendo che la tensione di uscita Vg_2 applicata al secondo stadio varia, in funzione della frequenza del segnale Vg_1 applicato al primo stadio, secondo la legge rappresentata dalla curva di risonanza.

Dalla (4-54) si deduce anche che per ottenere la massima amplificazione, non solo occorre accordare il circuito antirisonante sulla frequenza del segnale applicato, ma occorre che la cifra di merito Q dello stesso circuito antirisonante sia la più alta possibile, che Rd e gm del tubo abbiano valori elevati (per questo vengono impiegati

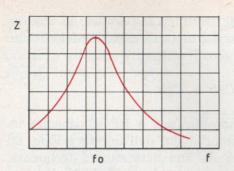
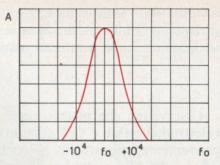



FIG. 4-54 - Andamento dell'impedenza del circuito antirisonante di carico, e del rapporto di amplificazione di un amplificatore di tensione a *RF*, in funzione della frequenza

pentodi e tubi a fascio elettronico per alte frequenze) e che *Rg* sia pure la più grande possibile, compatibilmente alle caratteristiche di fedeltà che si vogliono ottenere.

Moltiplicando il numeratore ed il denominatore della (4-54) per *Z* si ha:

$$A = -gm \frac{Z}{1 + \frac{Z}{Rd} + \frac{Z}{Rg}}$$

Poichè le resistenze *Rd* e *Rg* sono normalmente molto più elevate dell'impedenza *Z* del circuito antirisonante, i due ultimi termini del denominatore si possono trascurare, per cui il rapporto di amplificazione *A* può essere dato, in forma approssimata, dalla relazione:

$$A \cong -gm\ Z \cong -gm\ \omega_o\ L\ Q \tag{4-55}$$

L'amplificatore ora descritto è dunque selettivo in quanto ha la proprietà di amplificare solo i segnali le cui frequenze sono uguali o vicinissime alla frequenza di risonanza *fo* del circuito *LcCt*.

La larghezza della banda passante Δf, cioè la selettività dell'amplificatore, si calcola con l'espressione:

$$\Delta f = \frac{fo}{Q} \tag{4-56}$$

dove Q rappresenta approssimativamente il fattore di merito del circuito antirisonante.

Evidentemente l'amplificatore può essere sintonizzato su qualsiasi frequenza desiderata entro la gamma limitata dai valori adottati di L e di C.

Per determinare la giusta polarizzazione di placca, viene inclusa, se necessario, una resistenza Rc, di opportuno valore, in serie con il circuito anodico (fig. 4-53). Tale resistenza, che deve essere disaccoppiata con un condensatore Ca di grande capacità, provoca uno smorzamento addizionale del circuito antirisonante e quindi una risposta di frequenza meno selettiva.

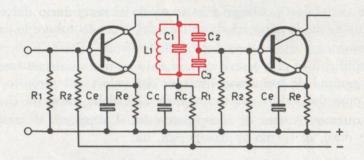



FIG. 4-55 - Amplificatore di tensione a *RF* a circuito di collettore accordato

In fig. 4-55 è rappresentato un amplificatore di tensione a radiofrequenza, montato con transistori, a circuito di collettore accordato, analogo all'amplificatore ora descritto, montato con tubi.

I condensatori C_2 e C_3 agiscono da ripartitori della tensione di uscita del primo stadio.

b) **Amplificatori di tensione a RF con accoppiamento a trasformatore.**

Un altro sistema di accoppiamento tra due stadi amplificatori di tensione a RF, usato molto comunemente, è quello induttivo, costituito da un trasformatore, normalmente in salita, avente un avvolgimento accordato, come rappresentato in fig. 4-56.

La capacità di accordo comprende non solo la capacità del con-

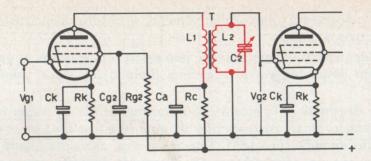



FIG. 4-56 - Amplificatore di tensione a *RF* con accoppiamento a trasformatore accordato sul secondario

densatore variabile C_2 collegato in parallelo al secondario del trasformatore, ma anche la capacità di entrata del secondo tubo e le capacità di cablaggio.

L'amplificatore può essere sintonizzato su una qualsiasi frequenza entro la gamma di frequenze limitata dai valori del circuito antirisonante, cioè dai valori dell'induttanza L_2 e della capacità C_2.

Con questo sistema di accoppiamento, il rapporto di amplificazione A è dato, in forma approssimata, da:

$$A \cong -gm\ \omega_o\ M\ Q \tag{4-57}$$

formula analoga alla (4-55), in cui al posto di L compare il coefficiente di mutua induzione M tra l'avvolgimento primario e l'avvolgimento secondario e in cui Q è la cifra di merito del circuito secondario accordato.

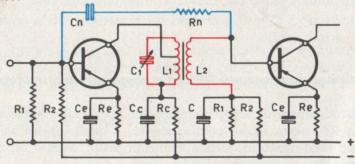



FIG. 4-57 - Amplificatore di tensione a *RF* con accoppiamento a trasformatore con primario accordato a rete di neutralizzazione

In pratica, allo scopo di evitare fenomeni di autooscillazione, il coefficiente di mutua induzione deve essere scelto di valore inferiore al valore ottimo che consente la massima amplificazione.

La larghezza della banda passante si può trovare nello stesso modo che per l'amplificatore a circuito anodico accordato, cioè con l'espressione data dalla (4-56).

In fig. 4-57 è rappresentato lo schema di un amplificatore con accoppiamento a trasformatore montato con transistori, del tutto analogo a quello montato con tubi termoionici.

Si nota una rete, costituita dal condensatore *Cn* e dalla resistenza *Rn*, che collega la base del primo transistore con il secondario del trasformatore. Essa introduce una reazione positiva, cioè una *neutralizzazione*, che elimina l'effetto della capacità tra collettore e base, aumenta il guadagno e riduce la dispersione di selettività, cioè della larghezza di banda, dovuta alle dispersioni delle caratteristiche del transistore.

Tale neutralizzazione non sempre viene richiesta, soprattutto quando vengono impiegati transistori adatti per alte frequenze, aventi cioè piccolissima capacità, quali sono quelli a lega diffusa.

c) **Amplificatori di tensione a RF con accoppiamento a filtro di banda.**

Trovano largo impiego negli apparecchi radioriceventi e da essi dipende in massima parte la selettività del ricevitore. Vengono detti anche *amplificatori a frequenza intermedia*, perchè sono opportunamente predisposti e calcolati per amplificare la frequenza di uscita dagli stadi convertitori, detta appunto frequenza intermedia, come diremo in seguito.

L'accoppiamento è ottenuto con un trasformatore accordato sia sul primario che sul secondario, cioè con un *filtro passa-banda* (Vol. I - § 83) che consente di allargare la curva di risposta senza ridurre il guadagno.

Lo schema di un amplificatore con accoppiamento a filtro di banda, montato con tubi è rappresentato in fig. 4-58.

Il comportamento dei due circuiti accordati ed accoppiati è stato descritto nel Vol. I - § 81. La larghezza della banda passante dal circuito induttore al circuito indotto dipende dal coefficiente di accop-

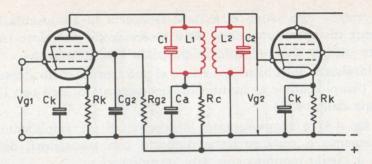



FIG. 4-58 - Amplificatore di tensione a *RF* con accoppiamento a filtro di banda

piamento *K* tra i due avvolgimenti e dal fattore di merito Q_1 e Q_2 dei due circuiti antirisonanti.

Perchè il guadagno di tensione rimanga pressochè costante per tutta la larghezza della banda passante, il valore del coefficiente di accoppiamento *K* tra il circuito primario e il circuito secondario, viene dato, con sufficiente approssimazione, dalla relazione:

$$K = \frac{1{,}5}{\sqrt{Q_1 \cdot Q_2}} \qquad (4\text{-}58)$$

per $Q_1 = Q_2$, $K = 1{,}5/Q$.

La larghezza Δf della banda passante è data da:

$$\Delta f = fo\ K = fo\ \frac{1{,}5}{\sqrt{Q_1 \cdot Q_2}} \qquad (4\text{-}59)$$

Da questa relazione si deduce che per ottenere una larga banda passante, il coefficiente di accoppiamento *K* deve essere grande e le cifre di merito *Q* piccole. Ma con bassi valori di *Q*, la corrente secondaria, e quindi la tensione sviluppata ai capi del condensatore C_2, che è poi la tensione Vg_2 applicata al secondo stadio, è piccola.

Perciò, quanto più larga è la banda passante, tanto minore è la tensione di uscita e quindi tanto più piccolo è il valore del rapporto di amplificazione.

Per ottenere pertanto la larghezza desiderata della banda passante,

e nello stesso tempo il massimo guadagno costante di tensione, occorre scegliere molto opportunamente sia i valori delle Q che il valore di K.

Per questo negli amplificatori a filtro di banda, i due circuiti antirisonanti non sono dotati di condensatori variabili di accordo, in quanto non sarebbe facile ottenere una buona amplificazione per qualsiasi banda di frequenza, ma vengono progettati per essere impiegati negli stadi a frequenza intermedia dei radioricevitori a supereterodina, nei quali è richiesta l'amplificazione di una sola ben determinata banda di frequenza.

Gli amplificatori di tensione a *RF* accoppiati a filtro di banda, montati con transistori, possono facilmente entrare in oscillazione (instabilità elettrica) a causa di una componente di reazione che i transistori introducono nel circuito e che influenza anche la larghezza di banda e il guadagno.

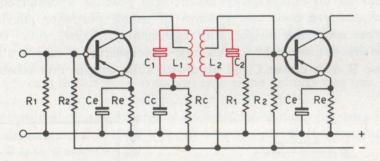



FIG. 4-59 - Amplificatore di tensione a *RF* con accoppiamento a filtro di banda montato con transistori

Per ottenere uno smorzamento sufficiente a garantire la stabilità, pur mantenendo una buona selettività ed un alto guadagno, l'avvolgimento primario e l'avvolgimento secondario del trasformatore di frequenza intermedia sono forniti di una presa che ripartisce il numero delle spire secondo opportuni rapporti con le resistenze di ingresso e di uscita del transistore.

In fig. 4-59 è rappresentato un amplificatore di tensione a *RF* con trasformatore accordato con prese induttive, comunemente impiegato negli stadi a frequenza intermedia.

Gli amplificatori di potenza a *RF* provvedono normalmente ad amplificare segnali ad alta frequenza nei radiotrasmettitori e in altri dispositivi a radiofrequenza, nonchè ad alimentare le antenne trasmittenti, che richiedono sensibili potenze.

Abbiamo già osservato che le comunicazioni radio, per non interferirsi, devono venir trasmesse ciascuna su una frequenza ben determinata, per cui gli amplificatori di potenza a *RF*, proprio per il fatto di rappresentare gli ultimi stadi dei trasmettitori radio, devono essere caratterizzati non solo da una grande potenza di uscita, ma anche da una buona selettività.

Come gli amplificatori di potenza a *BF*, anche gli amplificatori di potenza a *RF* convertono, sotto il comando di un segnale applicato in griglia avente la frequenza desiderata, la potenza continua, prelevata da un alimentatore anodico, in potenza a radiofrequenza.

Per ottenere però una potenza di uscita piuttosto rilevante, e quindi per realizzare un più alto rendimento di conversione rispetto a quello che si otterrebbe in classe A, è necessario far lavorare il tubo in classe B o in classe C, ed applicare sulla griglia una tensione di

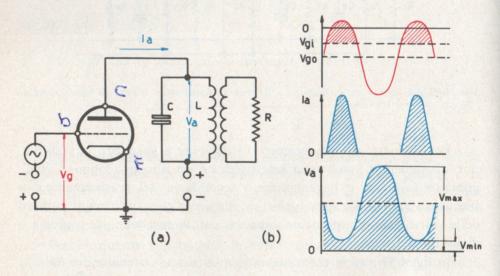



FIG. 4-60 - Amplificatore di potenza a *RF* (a). Diagramma della tensione del segnale applicato, della corrente anodica e della tensione anodica (b)

ampiezza tale da rendere positiva la griglia durante una frazione della semionda positiva del segnale.

Per conferire poi all'amplificatore il carattere selettivo, l'impedenza di carico anodico deve essere costituita da un circuito antirisonante accordato sulla frequenza di lavoro.

Lo schema di principio dell'amplificatore di potenza a radiofrequenza è rappresentato in figura 4-60a, dove il circuito *LC* è accordato sulla frequenza della tensione *Vg* del segnale applicato sulla griglia.

La potenza che il tubo fornisce al circuito antirisonante viene trasferita, mediante l'accoppiamento a mutua induzione, all'antenna trasmittente od anche ad una resistenza *R* di entrata di uno stadio successivo.

Per comprendere il funzionamento dello stadio amplificatore in classe B od in classe C, occorre innanzi tutto considerare che la corrente anodica fluisce ad impulsi. Infatti, poichè in classe B la tensione di polarizzazione di griglia coincide all'incirca con la tensione di interdizione, mentre in classe C la tensione di polarizzazione di griglia è inferiore alla tensione di interdizione, la corrente anodica fluisce solo per un intervallo di tempo uguale o inferiore ad un semiperiodo del segnale applicato.

La durata di tali impulsi di corrente viene definita con una misura angolare con riferimento all'intero periodo di 360°.

Pertanto si dice che *l'angolo di circolazione della corrente anodica* è uguale o minore di 180° rispettivamente per il funzionamento in classe B o in classe C.

Tuttavia, anche se la corrente anodica è di forma periodica impulsiva, all'uscita dello stadio si ottiene ugualmente una tensione alternativa sinusoidale, perchè il circuito antirisonante, anche se riceve energia dall'alimentatore anodico in forma discontinua, è capace di trasferirla alla resistenza di carico in forma periodica sinusoidale.

Infatti, supponendo che l'amplificatore funzioni in classe C, quando la tensione di griglia è inferiore alla tensione di interdizione del tubo (fig. 4-60b), si ha un flusso di corrente anodica.

Durante l'aumentare di questa, il condensatore *C* di accordo del circuito antirisonante si carica fino a raggiungere una tensione quasi uguale alla tensione dell'alimentatore anodico.

Durante la carica, l'armatura del condensatore collegata con la placca diviene negativa e la tensione anodica diminuisce ad un valore minimo *Vmin*.

Quando poi la corrente anodica diminuisce, il condensatore inizia la sua scarica attraverso l'induttanza L e la continua anche quando la tensione di griglia è superiore al valore di interdizione.

La bobina L trasforma l'energia elettrostatica del condensatore in energia elettromagnetica. Questa ricarica il condensatore alla medesima tensione di prima ma con polarità opposta, prescindendo, si intende, dalla resistenza R del circuito antirisonante.

La tensione anodica, seguendo evidentemente il potenziale dell'armatura del condensatore collegata alla placca, sale ad un valore massimo $Vmax$.

Il condensatore inizia ora la scarica in senso opposto a prima e con le stesse vicende, per cui, se il circuito antirisonante fosse privo di resistenza, esso produrrebbe un'oscillazione persistente di corrente e conferirebbe alla placca, per un impulso di corrente anodica, una tensione sinusoidale e persistente, trasformerebbe cioè un impulso di corrente in una tensione di uscita sinusoidale.

La resistenza connessa al circuito antirisonante dissipa però parte dell'energia di scambio tra il condensatore C e la bobina L e provoca perciò lo smorzamento delle oscillazioni di corrente (Vol. I - § 80).

Perchè queste oscillazioni rimangano persistenti, il circuito antirisonante deve essere alimentato, ad ogni periodo, con una potenza pari a quella dissipata nella resistenza.

A ciò provvede il tubo amplificatore di potenza che invia al circuito antirisonante impulsi brevi e di intensità opportuna di corrente e ad intervalli corrispondenti alla frequenza di lavoro.

Negli amplificatori di potenza in classe C, a causa dell'elevato valore della tensione di polarizzazione base della griglia e della corrente media anodica piuttosto elevata, non è consigliabile effettuare la polarizzazione di griglia mediante la resistenza catodica, in quanto si avrebbe in questa una rilevante dissipazione di energia che verrebbe detratta dall'energia del segnale di uscita.

La polarizzazione automatica viene ottenuta nello stesso circuito di griglia utilizzando gli impulsi di corrente di griglia che si hanno negli intervalli di tempo in cui il segnale applicato rende la griglia positiva rispetto al catodo.

Tale polarizzazione può essere realizzata con lo schema di fig. 4-61a, detto a *falla di griglia*, dove Rg è la resistenza di polarizza-

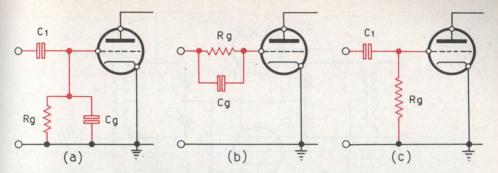



FIG. 4-61 - Polarizzazione automatica di griglia degli amplificatori di potenza *RF* a falla di griglia (a), in serie (b) e in parallelo (c)

zione che percorsa dalla corrente di griglia provoca, dato il senso della corrente, una certa polarizzazione negativa dal lato della griglia. Il condensatore *Cg* ha la funzione di rendere costante il potenziale di griglia durante tutto il periodo del segnale, cioè di rendere pressochè continua la corrente ad impulsi del circuito di griglia.

Il condensatore C_1 ha lo scopo di evitare che la corrente di griglia fluisca attraverso il generatore dei segnali, cioè attraverso lo stadio pilota.

L'impedenza *Z* per alte frequenze presenta una resistenza quasi nulla alla corrente di griglia, mentre presenta una reattanza induttiva piuttosto elevata al segnale a *RF* proveniente dallo stadio precedente, sicchè ai suoi capi si sviluppa la tensione a *RF* di ingresso dello stadio, essendo le reattanze capacitive di C_1 e di *Cg* trascurabili alle radiofrequenze.

In fig. 4-61b è rappresentato un altro sistema di polarizzazione automatica di griglia con resistenza *Rg* in serie al generatore dei segnali. Tale sistema non evita che la corrente di griglia possa fluire anche nello stesso generatore dei segnali.

La fig. 4-61c rappresenta il sistema di polarizzazione con resistenza *Rg* in parallelo al generatore dei segnali. In questo caso il condensatore C_1, oltre a rendere costante il potenziale di griglia, blocca la corrente di griglia verso il generatore e la resistenza *Rg* sostituisce la impedenza *Z* per alte frequenze.

Evidentemente una maggior potenza di uscita si ottiene con lo stadio di potenza in controfase, il cui schema è rappresentato in

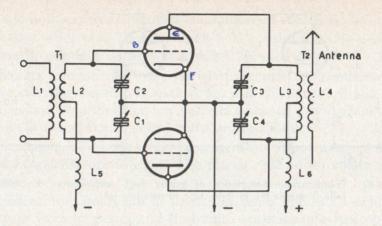



FIG. 4-62 - Schema elettrico di un amplificatore di potenza a *RF* con due triodi in controfase

fig. 4-62. Le bobine di blocco L_5 e L_6 servono ad evitare che il segnale a radiofrequenza eventualmente presente al centro delle induttanze L_2 e L_3 si chiuda attraverso l'alimentatore. In teoria i due centri dovrebbero trovarsi a potenziale zero di radiofrequenza, ma in pratica, per le inevitabili dissimmetrie dei componenti del circuito e del cablaggio, tra i due centri potrebbe esistere una differenza di potenziale, per cui si rendono necessarie le bobine di blocco allo scopo di non disperdere energia che verrebbe sottratta all'energia del segnale di uscita.

La presa centrale di bilanciamento che collega i catodi dei due tubi al circuito di entrata potrebbe essere derivata dal centro del secondario del trasformatore T_1 di entrata. In tal caso i condensatori variabili C_1 e C_2 di accordo dovrebbero essere isolati dal telaio (negativo comune o massa) ed anche l'albero delle armature mobili deve essere efficacemente isolato dalla manopola di comando. Se invece la presa centrale è derivata tra i due condensatori, come rappresentato in figura, le armature mobili risultano collegate direttamente a massa ed il sistema non esige alcun particolare isolamento, ma comporta piuttosto l'uso di condensatori a più ampia spaziatura, cioè una maggiore distanza fra le armature mobili e le armature fisse. Per gli stessi motivi anche le armature mobili dei condensatori C_3 e C_4 di accordo del circuito di uscita vengono collegati a massa.

CAPITOLO QUINTO

Le oscillazioni elettriche e stadi oscillatori

I tubi termoionici ad alto vuoto e i transistori impiegati nelle radiotrasmissioni e nelle radioricezioni, oltre ad amplificare i segnali, devono poter produrre, se inseriti in circuiti adatti, delle oscillazioni elettriche persistenti aventi la frequenza e la forma desiderate.

A tali dispositivi elettronici si dà il nome di *oscillatori.*

Un oscillatore elettronico è sostanzialmente un amplificatore reazionato, nel quale il circuito di uscita è accoppiato al circuito di entrata in modo tale che una opportuna frazione della tensione di uscita, o tensione di reazione, venga riportata in fase con il segnale di entrata, così da rafforzarlo e da esaltare di conseguenza il segnale di uscita.

È cioè un amplificatore a rigenerazione, o a reazione positiva, nel quale il fattore di reazione è scelto opportunamente così da produrre un'autoeccitazione e quindi un segnale periodico di uscita.

50 - LE OSCILLAZIONI ELETTRICHE

Poichè la corrente di uscita di un amplificatore è fluttuante entro ampi limiti, o addirittura pulsante, la condizione essenziale per mantenere le oscillazioni elettriche da parte di un amplificatore reazionato positivamente è di accumulare energia in un adeguato circuito, detto *circuito volano*, nei momenti in cui la potenza di uscita è sufficientemente grande, per utilizzarla poi nei momenti in cui la potenza di uscita è nulla od insufficiente a compensare le perdite del circuito nel quale si vogliono mantenere le oscillazioni elettriche.

Qualsiasi circuito capace di immagazzinare energia può essere usato per produrre oscillazioni elettriche.

Il circuito risonante del tipo *LC* rappresenta il metodo più semplice per immagazzinare energia e per ottenere un'oscillazione di forma sinusoidale; può essere usato un circuito del tipo *RC* avente

una determinata costante di tempo, oppure un quarzo piezoelettrico e parecchi altri sistemi.

Dalla forma del segnale periodico prodotto, gli oscillatori possono essere classificati in:

a) *oscillatori sinusoidali*, quando la forma del segnale è sinusoidale: sono costituiti generalmente da amplificatori selettivi;

b) *oscillatori a rilassamento*, quando la forma del segnale è rettangolare, triangolare, trapezoidale, ecc., quando cioè il segnale è caratterizzato da brusche variazioni di ampiezza.

Prima di analizzare i vari circuiti degli oscillatori, richiamiamo alcuni concetti sui circuiti risonanti, sulla carica e scarica dei condensatori e sui cristalli piezoelettrici.

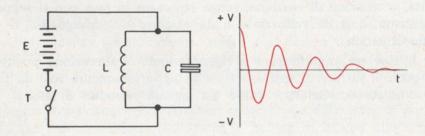



FIG. 5-1 - Il circuito antirisonante *LC* produce una oscillazione elettrica sinusoidale

In fig. 5-1 è rappresentato un circuito risonante *LC* in parallelo collegato ad una batteria E mediante l'interruttore T.

Se quest'ultimo viene chiuso, il condensatore di capacità *C* si carica alla tensione *V* della batteria e tra le sue armature si stabilisce un campo elettrico nel quale viene immagazzinata l'energia

$W = \frac{1}{2} CV^2$.

Quando l'interruttore viene aperto, il condensatore si scarica attraverso la bobina di induttanza *L*, la quale viene percorsa da una corrente di intensità crescente. A questa corrente si contrappone la f.e.m. di autoinduzione che impedisce la scarica istantanea, per cui la corrente stessa aumenta con relativa lentezza da zero ad una

intensità massima I, mentre la tensione del condensatore dal valore massimo V scende a zero.

Di conseguenza anche il campo elettrico tra le armature del condensatore va gradatamente estinguendosi, mentre si costituisce attorno alla bobina un campo magnetico crescente, nel quale si va immagazzinando, sotto forma di energia intrinseca della corrente, la energia elettrostatica che si libera dal campo elettrico.

Se il circuito è ideale, cioè privo di qualsiasi perdita, l'energia elettrostatica si trasforma integralmente nell'energia elettromagnetica $W = \frac{1}{2} LI^2$.

Da questo istante la corrente comincia a diminuire, la f.e.m. di autoinduzione inverte la sua polarità per cui ritarda l'estinguersi della stessa corrente, la quale, circolando sempre nello stesso senso, ricarica il condensatore.

Il campo magnetico va gradatamente estinguendosi mentre il campo elettrico va ricostituendosi e, poichè l'energia in gioco è sempre la stessa, il condensatore viene a raggiungere uno stato di carica perfettamente simmetrico al precedente, cioè una tensione uguale a V, ma di segno opposto. La corrente nel circuito ora è nulla e il condensatore inizia immediatamente una nuova scarica in modo identico a prima, ma in senso contrario.

Se, come abbiamo presupposto, il circuito è privo di perdite, in esso si verifica una continua trasformazione alterna e spontanea dell'energia impressa inizialmente al condensatore da energia elettrostatica in energia elettromagnetica e viceversa, cioè un susseguirsi indefinito di oscillazioni elettriche persistenti aventi forma sinusoidale (Vol. I - § 80).

La frequenza f_o di tali oscillazioni dipende dalle caratteristiche e dalle costanti del circuito e, come è noto, viene calcolata con la espressione:

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

da cui si deduce che scegliendo opportunamente il valore di L e di C si possono ottenere oscillazioni elettriche aventi la frequenza desiderata: in pratica, da pochi Hz a qualche centinaio di MHz.

Purtroppo nei circuiti oscillanti reali, per la presenza della resistenza della bobina e dei collegamenti e delle dispersioni nel condensatore, le oscillazioni elettriche diminuiscono progressivamente di intensità fino ad azzerarsi in un tempo più o meno breve purchè, s'intende, la resistenza complessiva non superi la resistenza critica data da $Rc = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$

Le oscillazioni sono in tal caso smorzate.

Per mantenere costante l'ampiezza delle oscillazioni elettriche, per produrre cioè un'oscillazione persistente, è necessario fornire al circuito oscillante reale l'energia che esso dissipa ad ogni ciclo, affinchè il condensatore possa ricaricarsi sempre alla medesima tensione.

A ciò provvede l'oscillatore elettronico il quale, come abbiamo detto e come vedremo meglio appresso, non è altro che un amplificatore reazionato che, senza l'ausilio di alcun segnale esterno, è capace di immettere nel circuito oscillante, nella giusta misura e con il periodo appropriato, l'energia necessaria a mantenere le oscillazioni, energia che esso preleva dall'alimentatore a corrente continua.

In fig. 5-2 è rappresentato un circuito costituito da un condensatore *C* collegato in parallelo ad una resistenza *R*, ed alimentato da una batteria E attraverso l'interruttore T.

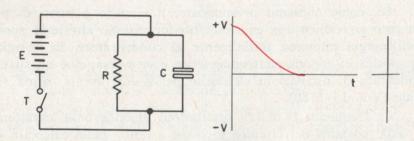



FIG. 5-2 - Il circuito *RC* produce una oscillazione elettrica aperiodica

Chiudendo l'interruttore, il condensatore si carica alla tensione *V* della batteria ed immagazzina l'energia elettrostatica $W = \frac{1}{2}CV^2$.

Aprendo l'interruttore, il condensatore si scarica attraverso la

resistenza R in un tempo determinato dalla costante di tempo del circuito, cioè dal valore di R e di C, e precisamente da 4 a 5 volte il prodotto RC. (Vol. I - § 47).

Poichè durante la variazione della corrente di scarica non subentra alcun fenomeno autoinduttivo, la corrente e la tensione diminuiscono e si azzerano contemporaneamente mentre l'energia elettrostatica si trasforma integralmente in energia termica.

Non si è prodotta dunque alcuna oscillazione elettrica, ma solo una scarica aperiodica, cioè senza periodo. È possibile però ottenere una successione continua di tali scariche aperiodiche se il condensatore, alla fine di ogni scarica, viene nuovamente ricaricato.

Se poi alla fine di ogni scarica, viene invertita la polarità della tensione di ricarica, si ottengono delle oscillazioni elettriche la cui frequenza è determinata dalla costante di tempo del circuito RC.

Evidentemente tali oscillazioni saranno lungi dall'essere sinusoidali, ma avranno piuttosto la forma triangolare, o trapezoidale, ecc., a seconda delle caratteristiche e delle costanti del circuito.

L'energia necessaria per ricaricare il condensatore viene fornita, con il ritmo determinato dalla costante di tempo del circuito, dall'oscillatore elettronico che converte l'energia a corrente continua della batteria di alimentazione, in energia pulsante.

Un altro tipo di circuito volano è rappresentato dal cristallo di quarzo. Ricordiamo (§ 12) che alcuni cristalli, in particolare la tormalina, i sali di Rochelle e il quarzo, se ridotti in lamine secondo opportuni piani di taglio sono capaci di produrre effetti piezoelettrici. Cioè, se sottoposti a compressione o comunque a sollecitazioni meccaniche, appaiono sulle loro facce opposte delle cariche elettriche, e quindi una differenza di potenziale che può variare da una piccola frazione di volt a parecchie centinaia di volt nei sali di Rochelle. Reciprocamente, quando sulle facce opposte del cristallo si applicano cariche elettriche, il cristallo si deforma e, se sottoposto a potenziali alternati, subisce una deformazione ora in un senso ora in senso opposto con la frequenza della tensione applicata, ponendosi in vibrazione.

Ogni cristallo piezoelettrico però, a seconda delle sue caratteristiche meccaniche dovute allo spessore e alla larghezza della lamina, al piano di taglio, ecc., possiede una propria frequenza di risonanza

meccanica a cui corrisponde una precisa frequenza di risonanza elettrica, cioè della tensione che si induce sulle sue facce.

Se la frequenza della tensione applicata corrisponde alla frequenza di risonanza meccanica del quarzo, le vibrazioni meccaniche assumono la massima ampiezza e la corrente assorbita dal cristallo risulta massima, sicchè il quarzo si comporta come un circuito risonante LC accordato in serie che, com'è noto, presenta la minima impedenza in corrispondenza della frequenza di risonanza.

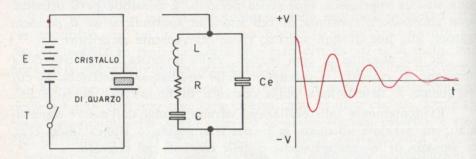



FIG. 5-3 - Un cristallo piezoelettrico si comporta come un circuito risonante

In fig. 5-3 è raffigurato lo schema elettrico equivalente del quarzo, dove, *L*, *R* e *C* rappresentano l'equivalente elettrico rispettivamente della massa che interviene nella vibrazione, dell'attrito meccanico e molecolare e dell'elasticità meccanica del cristallo.

La capacità *Ce* rappresenta invece la capacità costituita dagli elettrodi metallici tra i quali è montato il quarzo e tutte le altre capacità del circuito esterno.

Poichè le costanti del cristallo sono in parallelo con *Ce*, la frequenza di risonanza *f* dell'intero dispositivo deve essere leggermente superiore a quella propria del cristallo affinchè questo presenti una reattanza netta induttiva. Il cristallo oscillerà cioè alla frequenza per la quale la sua reattanza è uguale a quella di *Ce*.

È evidente che variando anche considerevolmente la capacità *Ce*, che agli effetti della corrente oscillante è in serie con la capacità *C* del cristallo, la variazione di frequenza è quasi trascurabile.

Elettricamente il cristallo piezoelettrico montato tra gli elettrodi equivale dunque ad un circuito risonante *LC* accordato in parallelo,

e ne ha tutte le caratteristiche, salvo quella che la frequenza di risonanza non dipende dalle costanti del circuito esterno, ma quasi esclusivamente dalle costanti del cristallo.

Anche il quarzo, come i circuiti oscillanti, se sottoposto ad una energia iniziale (interruttore T chiuso per breve tempo), si pone spontaneamente in vibrazione e produce delle oscillazioni elettriche smorzate a causa delle inevitabili perdite meccaniche ed elettriche.

Per mantenere costante l'ampiezza delle oscillazioni occorre ripristinare, ad ogni periodo, il valore della tensione tra gli elettrodi del cristallo mediante l'oscillatore elettronico.

L'oscillatore a cristallo presenta sull'oscillatore a circuito accordato due considerevoli vantaggi. Il primo è dovuto alla cifra di merito Q del cristallo che è molto più alta di quella del circuito risonante, potendo raggiungere parecchie migliaia di unità: grandi valori di Q indicano grande immagazzinamento di energia nel circuito volano e quindi una migliore stabilità di frequenza.

Il secondo è dovuto al fatto che la frequenza di risonanza del cristallo ha una stabilità quasi perfetta essendo indipendente dal circuito dell'oscillatore, ma dipendendo soltanto dalle caratteristiche dello stesso cristallo.

Per questi motivi il cristallo piezoelettrico viene impiegato soprattutto come stabilizzatore di frequenza negli oscillatori pilota, potendosi ottenere una precisione superiore a 1 su 1.000.000.

Generalmente vengono usati i cristalli di quarzo. Sebbene essi diano minore risposta dei sali di Rochelle, presentano proprietà meccaniche assai migliori, potendo sopportare campi elettrici intensi senza fratturarsi.

La tormalina è meccanicamente ancora migliore, ma ha scarse proprietà piezoelettriche. Tuttavia trova applicazione nelle elevatissime frequenze, per le quali le lamine di cristallo devono essere tanto sottili da rendere poco pratico l'uso del quarzo.

L'intervallo di frequenza entro cui vengono utilizzati i cristalli di quarzo va da 0,5 KHz a 15 MHz. Il limite inferiore è stabilito dalla difficoltà di ottenere lamine di grandi dimensioni; il limite superiore è stabilito dallo spessore eccessivamente sottile delle lamine che renderebbero troppo fragile il cristallo.

Come abbiamo osservato al § 12, bisogna avere molta cura affinchè il cristallo non subisca sensibili variazioni di temperatura, allo scopo di non alterarne le proprietà piezoelettriche.

51 - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELL'OSCILLATORE

Consideriamo il triodo amplificatore di fig. 5-4 con circuito accordato sulla griglia accoppiato magneticamente con la bobina L_2 posta nel circuito anodico.

Non appena viene messo sotto tensione, il tubo conduce e la corrente anodica, aumentando, produce nella bobina L_2 una variazione del flusso magnetico il quale induce nella bobina L_1 una f.e.m., e quindi una energia elettromagnetica. Tale f.e.m. carica il condensatore C_1 e l'energia da elettromagnetica si trasforma in elettrostatica per ritrasformarsi in elettromagnetica non appena il condensatore si scarica attraverso la bobina.

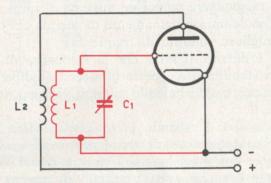



FIG. 5-4 - Il triodo impiegato come oscillatore elettronico

Il circuito antirisonante L_1 C_1 inizia ad oscillare con una frequenza uguale alla sua frequenza di risonanza. Se si toglie tensione al tubo, le oscillazioni elettriche risultano smorzate in breve tempo.

Se, diversamente, si mantiene l'alimentazione, la tensione sinusoidale che appare ai capi del circuito antirisonante, essendo applicata tra griglia e catodo, pilota il tubo e rende la corrente anodica di forma sinusoidale con frequenza uguale a quella di risonanza del circuito L_1C_1.

La corrente anodica, fluendo nella bobina L_2, induce continuamente nella bobina L_1 una f.e.m. e quindi un'energia elettromagnetica nel circuito oscillante.

Affinchè le oscillazioni elettriche risultino persistenti occorre però soddisfare a tre condizioni:

a) L'energia elettromagnetica che viene indotta nel circuito oscillante deve essere uguale all'energia che lo stesso circuito dissipa. Per questo occorre poter regolare l'accoppiamento tra le due bobine.

b) La tensione indotta da L_2 in L_1, che è poi la tensione di reazione, deve essere esattamente in fase con la tensione esistente nel circuito oscillante. Per questo l'amplificatore deve essere reazionato positivamente.

c) Il tubo deve amplificare, deve cioè produrre in uscita una tensione maggiore di quella che agisce sulla griglia.

Il triodo, per comportarsi da oscillatore, cioè da generatore di onde sinusoidali persistenti, deve dunque funzionare da amplificatore reazionato positivamente, deve cioè convertire la potenza continua dell'alimentatore anodico in potenza sinusoidale di uscita, sotto l'azione della tensione di griglia, cioè della tensione del circuito antirisonante mantenuto in oscillazione dalla potenza che esso preleva dallo stesso circuito anodico.

Se il condensatore C_1 del circuito antirisonante è variabile, l'oscillatore può generare oscillazioni elettriche aventi la frequenza desiderata.

Analiticamente, un amplificatore a reazione positiva diventa un oscillatore quando il fattore di reazione è uguale all'unità, cioè:

$$\beta A = 1 \qquad (5\text{-}1)$$

Abbiamo già visto al § 44 che la tensione Vr di reazione è data da:

$$Vr = \beta A \, Vg \qquad (5\text{-}2)$$

dove Vg è la tensione applicata alla griglia.

Per $\beta A = 1$, si ha anche $Vr = Vg$, da cui si deduce che un amplificatore reazionato diventa un oscillatore quando la tensione Vr di reazione riportata dalla placca alla griglia è in ampiezza e in fase

uguale alla tensione Vg di griglia, così da produrre un'autoeccitazione dell'amplificatore, che di conseguenza non richiede per il suo funzionamento alcun segnale esterno di pilotaggio.

Dalla (5-1) si ha:

$$\beta = \frac{1}{A} \tag{5-3}$$

ricordando che:

$$A = -\frac{\mu\ Zc}{Rd + Zc}$$

il rapporto di reazione β è dato anche da:

$$\beta = -\frac{Rd + Zc}{\mu\ Zc} = -\frac{Rd}{\mu\ Zc} + \frac{Zc}{\mu\ Zc} = -\frac{1}{gm\ Zc} + \frac{1}{\mu} \tag{5-4}$$

dove Zc è l'impedenza del carico anodico, gm, μ e Rd i parametri del tubo.

La (5-4), detta criterio di Barchausen, esprime la condizione di autoeccitazione di un tubo e dimostra che β, cioè la frazione della tensione di uscita riportata in griglia, è tanto minore quanto più grande sono il fattore di amplificazione μ e la conduttanza mutua gm del tubo e quanto più grande è l'impedenza Zc di carico anodico rispetto alla resistenza differenziale anodica Rd del tubo.

52 - POLARIZZAZIONE AUTOMATICA DI GRIGLIA DEGLI OSCILLATORI

Salvo in alcuni casi speciali, come negli oscillatori di misura, un tubo oscillatore viene fatto lavorare in classe C allo scopo di ottenere un elevato rendimento di conversione, cioè un segnale della massima potenza possibile, ed una elevata stabilità dell'ampiezza delle oscillazioni.

È evidente però che se la necessaria tensione negativa di polarizzazione di griglia venisse fornita da una batteria, le oscillazioni elet-

triche non potrebbero innescarsi perchè, in condizioni di riposo, la corrente anodica è nulla.

Un oscillatore, anche se a regime viene fatto funzionare in classe B o in classe C, all'inizio deve poter lavorare in classe A; il punto di funzionamento iniziale deve cioè cadere sul tratto rettilineo della caratteristica mutua del tubo.

Solo in queste condizioni l'oscillatore può spontaneamente innescare le oscillazioni elettriche. Successivamente le tensioni oscillatorie devono però aumentare di ampiezza per provocare la necessaria polarizzazione di griglia corrispondente al funzionamento di classe C.

Ciò è reso possibile solo se si sostituisce alla batteria a tensione fissa un dispositivo di *polarizzazione automatica di griglia.*

Come negli amplificatori di classe C, tale polarizzazione automatica viene ottenuta con il sistema a *falla di griglia,* cioè con un gruppo *Rg Cg* posto sul circuito di griglia come rappresentato in fig. 5-5a, oppure con il sistema equivalente rappresentato in fig. 5-5b.

L'innesco delle oscillazioni negli oscillatori con polarizzazione automatica di griglia avviene nel seguente modo.

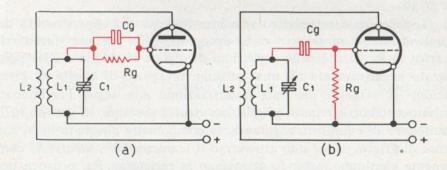



Fig. 5-5 - Polarizzazione automatica di griglia di un oscillatore elettronico

Appena chiuso il circuito dell'alimentazione anodica, il potenziale di griglia è zero e il punto di funzionamento si trova generalmente sul tratto rettilineo della caratteristica mutua del tubo. La corrente anodica aumenta e induce nel circuito risonante l'energia sufficiente ad innescare le oscillazioni elettriche.

La polarizzazione negativa di griglia che porta il tubo al di sotto dell'interdizione (classe C), è ottenuta con il gruppo di polarizzazione *Cg Rg*.

La capacità di *Cg* deve essere sufficientemente grande affinchè la sua reattanza, alla frequenza delle oscillazioni che l'oscillatore è chiamato a produrre, sia trascurabile rispetto al valore di *Rg*, e perchè la costante di tempo del gruppo *Rg Cg* sia grande rispetto al periodo delle oscillazioni.

Durante la prima alternanza delle oscillazioni che rende positiva la griglia, nel circuito di questa si ha un impulso di corrente. Il condensatore *Cg* si carica negativamente dal lato della griglia.

Durante la successiva alternanza che conferisce alla griglia il potenziale negativo, il condensatore *Cg* si scarica attraverso la resistenza *Rg*, ma non completamente a causa del grande valore della costante di tempo del gruppo *Rg Cg*.

Si ha così che alla prossima alternanza positiva la carica del condensatore aumenterà, perchè alla carica residua si aggiungerà la nuova carica dovuta al nuovo impulso di corrente di griglia.

Di conseguenza aumenterà la tensione negativa di polarizzazione di griglia.

Il processo è cumulativo e in breve tempo la carica ricevuta dal condensatore durante ogni ciclo uguaglia quella perduta durante la scarica in *Rg*, sicchè nelle condizioni di regime la griglia risulta polarizzata negativamente ad una tensione maggiore di quella di interdizione. È evidente che tale polarizzazione non segue l'andamento pulsante della corrente di griglia, ma risulta costante, in quanto nella condizione di equilibrio raggiunta, la componente alternata della corrente di griglia passa solo attraverso il condensatore, mentre la componente continua, passando attraverso la resistenza *Rg*, provoca una caduta di tensione costante che mantiene fissa la polarizzazione di griglia.

La regolazione di questa polarizzazione viene effettuata variando la resistenza *Rg*, il cui valore, a seconda del tipo di tubo impiegato, della forma delle sue caratteristiche di griglia, delle condizioni di funzionamento che si vogliono ottenere, può variare da 1.000 a 100.000 ohm.

La condizione di regime è determinata dalla condizione di equi-

librio tra la tensione di polarizzazione sviluppata ai capi della resistenza di fuga di griglia e le variazioni di ampiezza delle oscillazioni.

Tale equilibrio dipende evidentemente dalla costante di tempo del gruppo *Cg Rg*. Se questa è eccessiva il funzionamento dell'oscillatore risulta intermittente. Infatti, se per un motivo qualsiasi l'ampiezza delle oscillazioni dovesse diminuire, la tensione di polarizzazione non farebbe in tempo ad adeguarsi alla nuova ampiezza e le oscillazioni diminuirebbero fino a smorzarsi completamente. Il condensatore *Cg* si scaricherebbe lentamente su *Rg*, riducendo la polarizzazione fino a che il tubo, riprendendo ad amplificare, riprodurrebbe le condizioni di innesco delle oscillazioni.

È evidente che la polarizzazione automatica di griglia presenta il vantaggio di consentire l'autoregolazione dell'oscillatore quando varia qualche parametro del circuito, cioè quando varia, ad esempio, entro i limiti consentiti, l'impedenza di carico, la tensione di alimentazione anodica, le caratteristiche del tubo e la frequenza di oscillazione.

53 - CLASSIFICAZIONE DEGLI OSCILLATORI

Abbiamo già detto che gli oscillatori possono essere suddivisi, in base alla forma del segnale periodico prodotto, in due categorie principali:

a) oscillatori sinusoidali, quando la forma del segnale è sinusoidale;

b) oscillatori a rilassamento, quando la forma del segnale non è sinusoidale, quando cioè il segnale è caratterizzato da brusche variazioni di ampiezza.

Una ulteriore classificazione può essere fatta in base al sistema con il quale è realizzato l'accoppiamento reattivo:

a) oscillatori ad accoppiamento mutuoinduttivo;

b) oscillatori ad accoppiamento autoinduttivo;

c) oscillatori ad accoppiamento capacitivo esterno;

d) oscillatori ad accoppiamento capacitivo interno (sfruttando le capacità interelettrodiche).

In base alla frequenza del segnale periodico gli oscillatori si possono ancora classificare in:

a) oscillatori ad audiofrequenza;

b) oscillatori a radiofrequenza;

c) oscillatori ad altissima frequenza.

Un'altra suddivisione può essere fatta in base al tipo del circuito volano:

a) oscillatori autocontrollati, detti anche autoeccitati, quando il circuito volano è costituito da un circuito LC o da un circuito RC;

b) oscillatori a cristallo di quarzo, quando il circuito volano è costituito appunto da un cristallo di quarzo.

Ed infine, dal dispositivo elettronico impiegato, gli oscillatori possono essere:

a) a tubi termoionici;

b) a transistori.

Fra i molti circuiti oscillatori che si possono realizzare in base ai principii e ai sistemi ora elencati, descriviamo solamente quelli relativi agli oscillatori sinusoidali a radiofrequenza montati con tubi termoionici e con transistori.

Tralasciamo invece la descrizione degli oscillatori sinusoidali ad audiofrequenza, perchè del tutto analoghi a quelli a radiofrequenza, tranne che nei valori dei componenti elettronici. Tralasciamo pure la descrizione degli oscillatori ad altissima frequenza e di quelli a rilassamento, perchè esorbita dallo scopo di questo trattato. Diciamo solo che i primi, se realizzati con i circuiti convenzionali degli oscillatori ad audio e a radiofrequenza, sono insoddisfacenti a causa delle capacità interelettrodiche e del circuito, nonchè del tempo di transito degli elettroni attraverso il dispositivo elettronico: per questo impiegano circuiti a sistemi del tutto particolari e completamente diversi da quelli degli oscillatori a radiofrequenza. I secondi, cioè gli oscillatori a rilassamento, trovano impiego nel campo dell'elettronica industriale e negli apparecchi televisivi.

54 - OSCILLATORI SINUSOIDALI A RADIOFREQUENZA A TUBI TERMOIONICI

Molti oscillatori vengono anche individuati con il nome della persona che, per prima, applicò un particolare tipo di accoppiamento, del quale dimostrò il funzionamento.

1 - Oscillatori di Meissner.

Un tipico oscillatore sinusoidale a radiofrequenza è quello ad *accoppiamento mutuoinduttivo*, detto di *Meissner*, del quale ci siamo serviti per descrivere il funzionamento dell'oscillatore in genere e della polarizzazione automatica di griglia.

Gli schemi di fig. 5-5 rappresentano dunque gli oscillatori di Meissner accordati in griglia con alimentazione anodica in serie.

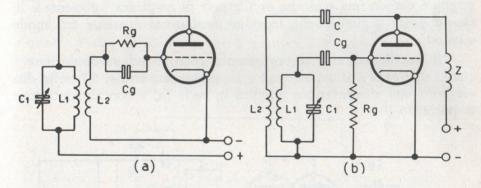



Fig. 5-6 - Oscillatori di Meissner o ad accoppiamento per mutua induzione con circuito accordato in placca e alimentazione anodica in serie (a) e con circuito accordato in griglia e alimentazione anodica in parallelo (b).

In fig. 5-6 sono rappresentati gli schemi di altri due oscillatori analoghi ai precedenti, detti ancora di Meissner: nello schema (a) il circuito oscillatorio è posto nel circuito di placca (circuito accordato di placca) e, poichè risulta sottoposto alla tensione di alimentazione anodica, deve essere opportunamente isolato; nello schema (b) il circuito accordato è posto nel circuito di griglia (circuito accordato di griglia) e l'alimentazione anodica è in parallelo al tubo.

In quest'ultimo caso, allo scopo di evitare che la bobina L_2 costituisca un corto circuito nei confronti della sorgente di alimentazione anodica, si deve inserire tra la placca e la stessa bobina L_2 un condensatore C che blocca la corrente continua, mentre permette agli impulsi della corrente anodica di attraversare il circuito accordato.

L'impedenza Z, del tipo ad alta frequenza, serve invece a bloccare, verso la batteria, la componente alternata delle oscillazioni, mentre permette il passaggio della componente continua.

2 - Oscillatori di Hartley.

La reazione positiva, cioè la connessione tra il circuito anodico e il circuito di griglia, può essere realizzata, oltre che con l'accoppiamento a mutua induzione, come negli oscillatori di Meissner, con altri sistemi di accoppiamento che possono comunque riportare tra griglia e catodo una tensione oscillatoria di ampiezza sufficiente e di fase opposta a quella della tensione oscillatoria esistente tra anodo e catodo.

Un oscillatore con accoppiamento reattivo ad *autoinduzione* è quello di *Hartley*, il cui schema è rappresentato in fig. 5-7 nelle due versioni: con alimentazione anodica in serie (a) e con alimentazione in parallelo (b).

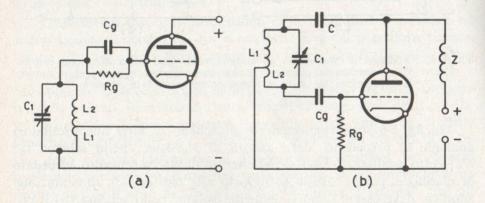



FIG. 5-7 - Oscillatori di Hartley o ad accoppiamento per autoinduzione con alimentazione in serie (a) e con alimentazione in parallelo (b)

La bobina del circuito antirisonante ha una presa intermedia che la divide in due sezioni L_1 e L_2, una delle quali, cioè L_2, si trova nel circuito di griglia e l'altra, cioè L_1, nel circuito di placca.

Le due sezioni sono accoppiate, sicchè la tensione di reazione applicata alla griglia per mantenere persistenti le oscillazioni elettriche, non è altro che la tensione indotta dalla sezione L_1 del circuito di placca nella sezione L_2 del circuito di griglia.

Infatti la componente alternativa della corrente di placca, fluendo nella sezione L_1 induce in L_2 una tensione di autoinduzione a 180° sulla tensione anodica, cioè sulla tensione induttrice.

L'ampiezza della tensione di reazione può essere variata spostando la presa intermedia.

Il gruppo *Rg Cg* sviluppa e determina la polarizzazione di griglia nel medesimo modo descritto per il circuito di fig. 5-5.

3 - Oscillatore di Colpitts.

L'oscillatore di *Colpitts*, il cui schema elettrico è rappresentato in fig. 5-8, può considerarsi il circuito duale di quello di Hartley, in quanto l'accoppiamento reattivo è ottenuto, anzichè con un partitore di tensione induttivo, con un partitore di tensione capacitivo, cioè mediante i condensatori C_1 e C_2.

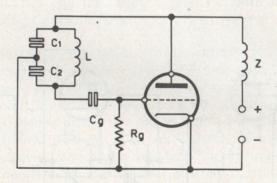



Fig. 5-8 - Oscillatore di Colpitts o ad accoppiamento per capacità esterna

Dal momento che il catodo è collegato tra i due condensatori C_1 e C_2, il circuito antirisonante non è percorso dalla corrente continua.

Per questo l'oscillatore deve essere alimentato in parallelo, perchè, se alimentato in serie, non risulterebbe chiuso per la corrente continua.

Una qualunque perturbazione iniziale che produce una oscillazione libera, carica i condensatori C_1 e C_2. Poichè C_1 si trova nel circuito di placca e C_2 nel circuito di griglia, la tensione di C_2, cioè la tensione che agisce sulla griglia, risulta in opposizione con la tensione di C_1, cioè con la tensione anodica.

La tensione di reazione può essere regolata variando le capacità C_1 e C_2, mentre la sintonia, cioè la frequenza delle oscillazioni elettriche, si ottiene variando l'induttanza L.

4 - Circuito di Armstrong.

È possibile ottenere oscillazioni elettriche persistenti anche con il circuito di fig. 5-9a, nel quale il circuito antirisonante L_1C_1 posto nel circuito di griglia non è magneticamente accoppiato con il circuito antirisonante L_2C_2 posto nel circuito di placca.

L'assenza di un accoppiamento tra il circuito di griglia e il circuito di placca è però apparente. In realtà esiste una reazione positiva tra i due circuiti attraverso la capacità *Cag* fra anodo e griglia nell'interno del tubo.

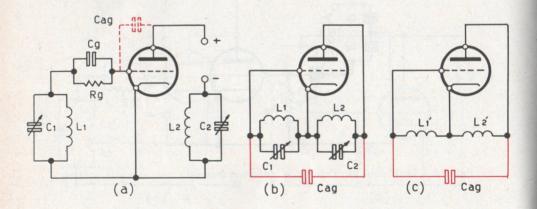



FIG. 5-9 - Oscillatore di Armstrong o ad accoppiamento per capacità interne (interelettrodiche)

Tale capacità, che nello schema è rappresentata con linea tratteggiata, permette, in particolari condizioni, un passaggio di energia dal circuito anodico al circuito di griglia, determinando l'autoeccitazione dell'oscillatore, detto di *Armstrong* o ad *accoppiamento per capacità interna.*

Sappiamo che nelle condizioni di regime, la tensione anodica è a 180° sulla tensione di griglia. Se la corrente derivata dal condensatore *Cag* è piccola rispetto alla corrente anodica totale, possiamo approssimativamente ritenere che la tensione anodica è ancora in opposizione di fase sulla tensione di griglia.

La corrente in *Cag* è a 90° in anticipo sulla tensione che si manifesta tra le armature dello stesso condensatore e quindi è a 90° in anticipo sulla tensione anodica.

Tale corrente, dovendo attraversare l'induttanza L_1, se si trascurano la capacità distribuita e la resistenza ohmica della bobina, provoca una caduta di tensione a 90° in anticipo, e quindi in opposizione sulla tensione anodica e in fase con la tensione di griglia.

La capacità *Cag* determina dunque una reazione positiva, indispensabile al funzionamento dell'oscillatore.

Il funzionamento dell'oscillatore di Armstrong può essere spiegato altrimenti, mostrando che esso può ricondursi a quello dell'oscillatore di Hartley. Osserviamo lo schema di fig. 5-9b, dove è messa in evidenza la capacità *Cag* tra anodo e griglia e dove si sono volutamente trascurate l'alimentazione e la polarizzazione automatica di griglia.

La capacità *Cag* è in parallelo sui due circuiti antirisonanti L_1 C_1 e L_2 C_2. Se questi vengono accordati su una frequenza inferiore alle frequenze proprie di risonanza, si comportano come induttanze, per cui in corrispondenza di tali frequenze, il circuito può essere rappresentato con lo schema di fig. 5-9c che è identico allo schema di principio dell'oscillatore Hartley, o ad accoppiamento reattivo ad autoinduzione. È evidente allora che, regolando opportunamente le capacità C_1 e C_2, i due circuiti antirisonanti possono comportarsi, in corrispondenza ad una frequenza prestabilita, da induttanze L_1' e L_2' capaci di far entrare in oscillazione, su tale frequenza, il circuito risultante *Cag* L_1' L_2'.

La frequenza delle oscillazioni elettriche è dunque inferiore alle frequenze di accordo dei due circuiti L_1 C_1 e L_2 C_2.

L'oscillatore di Armstrong, dato il piccolo valore della capacità *Cag* tra anodo e griglia, è adatto per produrre oscillazioni elettriche di frequenze piuttosto elevate.

55 - OSCILLATORI SINUSOIDALI A RADIOFREQUENZA A TRANSISTORI

Tutti i tipi di oscillatori sinusoidali montati con tubi elettronici e basati sull'effetto amplificatore di questi e sull'uso di appropriati circuiti di reazione, possono essere realizzati anche con i transistori.

Tuttavia la realizzazione degli oscillatori a transistori comporta anche il problema di adattare l'alta impedenza di uscita con la bassa impedenza di entrata del transistore, così da ridurre al minimo le perdite del circuito. In generale tale problema può essere risolto aggiungendo un dispositivo di adattamento di impedenza nel circuito di reazione, ma si può anche risolvere spingendo al massimo possibile l'amplificazione, così da compensare le perdite piuttosto rilevanti dovute al disadattamento delle impedenze.

Inoltre, nell'attuare il circuito oscillatore a transistore, occorre prevedere anche il circuito di stabilizzazione termica (Vol. I - § 100) e l'influenza che tale circuito può avere sull'ampiezza, sulla forma d'onda e sulla stabilità della frequenza delle oscillazioni elettriche.

Gli schemi degli oscillatori a transistore, qui di seguito riportati, sono analoghi a quelli degli oscillatori a tubi termoionici descritti nel precedente paragrafo.

Per meglio vedere l'analogia tra gli uni e gli altri, negli oscillatori a transistori sono stati omessi i sistemi di stabilizzazione termica, che possono comunque essere facilmente inseriti ricordando i circuiti descritti nel Vol. I - § 100.

La configurazione circuitale dei transistori impiegati negli oscillatori di fig. 5-10 e di fig. 5-11 è quella con emettitore a massa, che è la più comunemente usata.

Il circuito di fig. 5-10a rappresenta la versione transistorizzata dell'oscillatore di Hartley. La presa intermedia sull'induttanza L_1 va scelta in modo tale da ottenere non solo l'appropriato valore della tensione di reazione, ma anche l'adattamento tra l'impedenza di entra-

ta e l'impedenza di uscita del transistore. Il condensatore variabile C_1 determina il valore della frequenza di risonanza. Il condensatore C posto in parallelo all'alimentatore serve ad abbassare le eventuali oscillazioni della tensione di alimentazione.

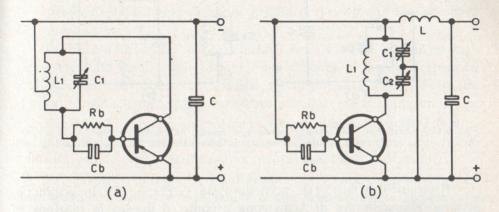



FIG. 5-10 - Oscillatori ad accoppiamento autoinduttivo di tipo Hartley (a) e ad accoppiamento per capacità di tipo Colpitts (b)

Il circuito di fig. 5-10b è analogo al circuito (a), con la differenza che la presa intermedia è effettuata tra i condensatori C_1 e C_2 invece che sull'induttanza. Tale circuito è il duale dell'oscillatore di Hartley e costituisce dunque un oscillatore del tipo Colpitts.

Le capacità variabili di C_1 e C_2 devono essere scelte con valori tali da adattare le impedenze di entrata e di uscita del transistore, da accordare contemporaneamente la bobina L_1, a induttanza variabile, sulla frequenza desiderata e da determinare la necessaria tensione di reazione per mantenere persistenti le oscillazioni elettriche.

Nel circuito di fig. 5-11a la tensione di reazione positiva necessaria ad innescare e a mantenere le oscillazioni è ottenuta per accoppiamento mutuoinduttivo, come nell'oscillatore di tipo Meissner, tra il circuito di collettore e il circuito di base. La regolazione del fattore di accoppiamento tra L_1 e L_2 permette di stabilire il valore della reazione e di adattare l'impedenza di entrata e di uscita del transistore.

Il condensatore variabile C_2 stabilisce il valore della frequenza di oscillazione.

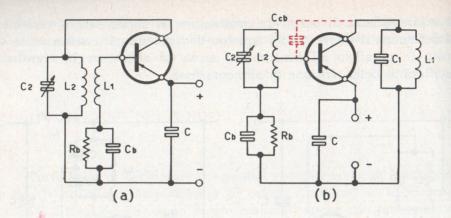



Fig. 5-11 - Oscillatore ad accoppiamento per mutua induzione di tipo Meissner (a) e ad accoppiamento per capacità interelettrodica di tipo Armstrong (b)

Il circuito di fig. 5-11b, accordato sia in placca che in griglia, è analogo all'oscillatore di Armstrong e come in questo la reazione è ottenuta mediante la capacità interelettrodica, contrassegnata con *Ccb*, tra collettore e base.

Per evitare che il circuito accordato L_2 C_2 venga sovraccaricato e quindi smorzato dalla bassa impedenza di entrata del transistore, la bobina L_2 porta una presa intermedia variabile.

In qualche caso, per far oscillare il circuito è necessario aumentare la capacità interelettrodica *Ccb* del transistore: si inserisce allora un adatto condensatore, generalmente ceramico, tra il collettore e la base.

Gli oscillatori del tipo ora descritto possono essere applicati in un campo molto vasto di frequenza, purchè vengano impiegati naturalmente transistori e componenti circuitali di tipo adeguato alla gamma di frequenza che si vuole ottenere.

56 - NEUTRALIZZAZIONE NEGLI AMPLIFICATORI A RADIOFREQUENZA

Abbiamo già accennato alla necessità di neutralizzare gli effetti delle capacità interelettrodiche dei dispositivi elettronici impiegati negli stadi amplificatori a RF.

Gli amplificatori a RF, proprio per il fatto di avere un circuito antirisonante nel circuito di placca e un circuito antirisonante nel circuito di griglia, rientrano nella categoria degli oscillatori accordati in placca e accordati in griglia, come l'oscillatore Armstrong, e pertanto hanno tendenza ad oscillare a causa dell'accoppiamento reattivo prodotto dalla capacità anodo-griglia per i tubi e collettore-base per i transistori.

Per frequenze e per potenze relativamente basse si può evitare l'innesco delle oscillazioni facendo uso di tubi a fascio elettronico e di pentodi, nei quali la capacità anodo-griglia è così ridotta da risultare insufficiente a provocare l'autooscillazione dell'amplificatore.

Per grandi potenze non si costruiscono tubi schermati e d'altra parte per frequenze elevate anche gli stessi tubi schermati presentano capacità anodo-griglia sufficienti a provocare l'autoeccitazione.

Per evitare l'entrata in oscillazione degli stadi amplificatori ad alta frequenza, montati con triodi o con transistori, si ricorre alle *reti di neutralizzazione*, aventi lo scopo di compensare, mediante una appropriata controreazione, la reazione positiva determinata dalla capacità anodo-griglia o dalla capacità collettore-base.

Un metodo abbastanza comune di neutralizzazione è quello della *neutralizzazione di placca*, il cui circuito, detto *neutrodina*, è rappresentato in fig. 5-12.

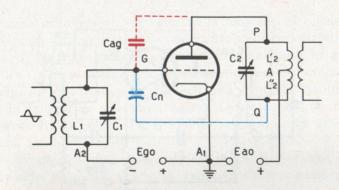



FIG. 5-12 - Neutralizzazione di placca in un amplificatore *RF* montato con un triodo (neutrodina)

Il condensatore *Cag* indica la capacità anodo-griglia che deve essere compensata. La rete di neutralizzazione è costituita dal condensatore semifisso *Cn* collegato tra il punto Q del circuito anodico e la griglia (punto G). La bobina del circuito accordato di placca è divisa da una presa centrale in due parti uguali L_2' e L_2'', e pertanto la tensione presente tra il punto P e il catodo è sfasata di 180° rispetto alla tensione presente tra il punto Q e il catodo.

Poichè la capacità *Cag* tra anodo e griglia collega il punto P con il punto G, e il condensatore *Cn* di neutralizzazione è collegato tra il punto Q e il punto G, è evidente che la tensione di reazione riportata in griglia dal condensatore *Cag* è in opposizione di fase sulla tensione di reazione riportata contemporaneamente in griglia dal condensatore *Cn*.

Regolando opportunamente il valore della capacità *Cn* è possibile ottenere che la tensione di controreazione provocata da tale condensatore sia della stessa ampiezza della tensione di reazione provocata da *Cag*, annullandone così completamente l'effetto.

Infatti se le due tensioni di reazione hanno ampiezza uguale e fase opposta, il potenziale a RF del punto G risulta uguale al potenziale del punto A ($A = A_1 = A_2$), per cui tra griglia e catodo, e quindi nel circuito di griglia, non vengono risentite le oscillazioni anodiche.

L'equipotenzialità dei punti G ed A si ottiene quando, avendo posto $L_2' = L_2''$, anche $Cn = Cag$.

In fig. 5-13 è rappresentato il circuito di un normale amplificatore

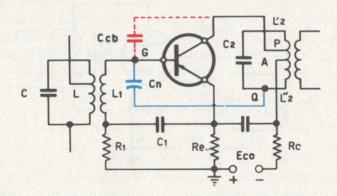



Fig. 5-13 - Neutralizzazione in un amplificatore *RF* a transistore

a RF montato con un transistore, del tutto analogo al circuito della figura precedente. La neutralizzazione della capacità *Ccb* tra collettore e base è ottenuta mediante il condensatore semifisso *Cn* inserito tra la base (punto G) e l'estremo Q del circuito antirisonante di uscita.

Molti altri circuiti possono essere realizzati per ottenere la neutralizzazione, e tutti sono basati sul principio ora descritto.

Un circuito molto comune è anche quello di fig. 5-14 che fa uso della *neutralizzazione di griglia*. In questo caso il condensatore *Cn* è collegato tra la placca (punto P) e l'estremo Q del circuito antirisonante di griglia.

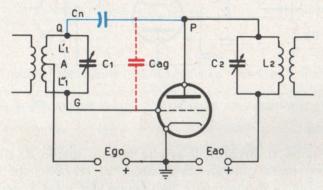



FIG. 5-14 - Neutralizzazione di griglia in un amplificatore *RF* montato con un triodo

La necessaria inversione di fase tra la tensione di reazione retrocessa dall'anodo alla griglia dal condensatore interelettrodico *Cag* e la tensione di reazione riportata contemporaneamente in griglia dal condensatore *Cn* di neutralizzazione, viene ottenuta dal circuito accordato di griglia e precisamente con la presa centrale (punto A) che, dividendo la bobina in due parti uguali L_1' e L_1'', fa sì che la tensione presente tra il punto Q e il catodo sia sfasata di 180° rispetto alla tensione presente tra il punto G e il catodo.

Anche in questo caso la completa neutralizzazione si ottiene quando, avendo posto $L_1' = L''_1$, la capacità *Cn* è uguale alla capacità *Cag*.

La neutralizzazione delle capacità anodo-griglia negli amplificatori di potenza a RF che fanno uso degli stadi in controfase, si ottiene an-

cora con i condensatori Cn_1 e Cn_2, come rappresentato nello schema di fig. 5-15.

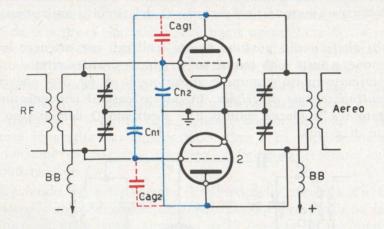



FIG. 5-15 - Neutralizzazione in un amplificatore di potenza *RF* in controfase

Poichè tanto il circuito di griglia quanto quello di placca sono bilanciati con presa centrale, la tensione di reazione che il condensatore Cn_1 preleva direttamente dall'anodo del tubo 1 per riportare direttamente sulla griglia del tubo 2, è in opposizione di fase alla tensione di reazione provocata dalla capacità Cag_2 anodo-griglia del tubo 2.

Per lo stesso motivo anche la tensione di reazione che il condensatore Cn_2 preleva direttamente dall'anodo del tubo 2 per riportare direttamente sulla griglia del tubo 1, è in opposizione di fase alla tensione di reazione provocata dalla capacità Cag_1 del tubo 1.

Nel caso di un amplificatore a RF che debba lavorare solo su una ben determinata frequenza, la neutralizzazione può essere effettuata, anzichè con una *rete capacitiva*, con una *rete induttiva*.

Nello schema di fig. 5-16 la rete di neutralizzazione è infatti costituita da una induttanza *Ln* in serie con una capacità *Cn*, ed è posta direttamente tra l'anodo e la griglia del tubo, cioè in parallelo con la capacità *Cag* anodo-griglia.

Se i valori scelti per *Ln* e *Cn* sono tali da presentare alla frequenza su cui l'amplificatore è accordato, una reattanza complessiva

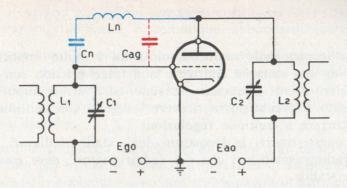



FIG. 5-16 - Neutralizzazione basata sulla risonanza in un amplificatore *RF* montato con un triodo

induttiva uguale alla reattanza capacitiva del condensatore *Cag*, la rete di neutralizzazione dà luogo ad un circuito antirisonante ad alta impedenza tra placca e griglia.

Di conseguenza la corrente di retrocessione, venendo ridotta ad un valore trascurabile, non può causare alcuna reazione.

Il condensatore *Cn*, non necessario per la neutralizzazione, serve ad evitare il cortocircuito della batteria di alimentazione.

Circuiti del tutto analoghi a quelli ora descritti possono essere realizzati con l'impiego dei transistori.

Ricordiamo che la reazione positiva può essere provocata non solo dalla capacità anodo-griglia, ma anche da eventuali accoppiamenti esterni tra il circuito anodico e il circuito di griglia, dovuti soprattutto alle capacità parassite del circuito esterno e alla disposizione poco razionale dei circuiti accordati.

Pertanto sia che esista la neutralizzazione, sia che vengano impiegati tubi schermati, è buona norma che le induttanze dei vari circuiti, e spesso anche i tubi e i transistori in RF, vengano convenientemente schermati, cioè disposti entro schermi elettrostatici che separano il circuito di entrata da quello di uscita.

57 - STABILITÀ DI FREQUENZA

Nella tecnica delle radiocomunicazioni è molto importante che i segnali di una stazione emittente non interferiscano con quelli di altre stazioni aventi frequenze prossime, ed è altresì importante che un apparato ricevente possa ricevere i segnali con continuità senza dover ricorrere a continue regolazioni.

Per questi motivi la frequenza degli stadi oscillatori impiegati sia nei radiotrasmettitori che nei radioricevitori, deve essere estremamente stabile.

Per stabilità di frequenza di un oscillatore si intende la variazione percentuale della sua frequenza attorno al valore medio. È evidente che più alta è la frequenza delle oscillazioni e più elevata deve essere la stabilità di frequenza, cioè più bassa la percentuale di variazione. Così, ad esempio, se per un generatore ad onde medie della frequenza di 800 KHz, una variazione del 0,01%, cioè di 80 Hz, è più che trascurabile, per un generatore che lavora su una frequenza di 20 MHz lo stesso scarto del 0,01%, cioè di 2000 Hz, è intollerabile.

Purtroppo in pratica la frequenza di un oscillatore subisce nel tempo delle inevitabili variazioni che possono a volte superare le percentuali ammesse.

L'instabilità della frequenza dipende da molteplici cause, cioè dalle eventuali variazioni dell'induttanza e della capacità del circuito oscillatorio dovute a vibrazioni meccaniche, a difetti del meccanismo di rotazione del condensatore variabile e soprattutto al riscaldamento dei componenti del circuito; dalle variazioni delle tensioni di alimentazione; dalle variazioni dei parametri del dispositivo elettronico; dalle perdite del circuito oscillatorio; dal valore del carico e quindi dalla potenza che l'oscillatore deve erogare.

Perciò, le precauzioni da prendere e gli accorgimenti da adottare per assicurare la stabilità di frequenza sono:

a) scegliere condensatori e bobine di accurata costruzione tecnica;

b) evitare il riscaldamento dei componenti del circuito oscillatorio introducendo eventualmente una adeguata compensazione termica, cioè, p.e., un condensatore con coefficiente di temperatura negativo per compensare le variazioni, normalmente positive, degli altri condensatori;

c) rendere costanti le tensioni anodiche e di accensione, impiegando alimentatori stabilizzati o comunque abbondantemente filtrati;

d) impiegare circuiti risonanti aventi elevato valore della cifra di merito *Q*: un aumento di *Q* migliora sempre la stabilità della frequenza, in quanto un alto valore di *Q* indica un grande immagazzinamento di energia nel circuito volano e quindi buona stabilità delle oscillazioni;

e) generare la frequenza occorrente al livello più basso possibile, elevandola poi mediante stadi moltiplicatori di frequenza; a questo proposito dobbiamo osservare che, a parità di altre condizioni, il valore di *Q* è inversamente proporzionale alla frequenza, per cui la condizione *d*) è tanto più difficile da realizzare quanto maggiore è la frequenza che l'oscillatore è chiamato a generare; per questo motivo, volendo ottenere un'elevata stabilità di frequenza, conviene partire da un oscillatore pilota a frequenza più bassa ed arrivare alla frequenza richiesta attraverso stadi moltiplicatori di frequenza;

f) prelevare dall'oscillatore la minima potenza indispensabile per alimentare lo stadio successivo; dobbiamo osservare ancora che il valore di *Q* di un circuito risonante è tanto più elevato quanto più basso è il carico, cioè quanto minore è la potenza prelevata; pertanto la condizione *d*) viene soddisfatta se viene realizzata la condizione *f*), cioè se viene prelevata dall'oscillatore pilota la minima potenza indispensabile, che verrà poi amplificata attraverso successivi stadi amplificatori di potenza.

58 - OSCILLATORI STABILIZZATI

Per ottenere una stabilità di frequenza relativamente elevata, viene largamente usato il circuito rappresentato in fig. 5-17, detto *oscillatore ad accoppiamento elettronico*, costituito da un *oscillatore pilota* e da un amplificatore di potenza (detto *amplificatore tampone*), realizzati con un unico tubo termoionico a griglia schermo.

Il carico di tutti gli oscillatori precedentemente descritti consiste o nel circuito di entrata di un amplificatore o in un dispositivo di

accoppiamento di antenna. Poichè qualsiasi variazione che si verifichi nel carico, si ripercuote sul fattore di merito Q del circuito anodico accordato dell'oscillatore e quindi sulla stabilità della frequenza delle oscillazioni, gli oscillatori dovrebbero funzionare con carico costante.

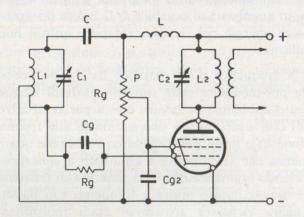



FIG. 5-17 - Oscillatore ad accoppiamento elettronico

L'oscillatore ad accoppiamento elettronico soddisfa a questa condizione.

La sezione oscillatrice è costituita dal triodo (formato dal catodo, dalla griglia controllo e dalla griglia schermo: quest'ultima, essendo positiva, raccoglie gli elettroni e si comporta come una placca), dal circuito antirisonante L_1 C_1, e dal gruppo di polarizzazione Rg Cg, secondo lo schema del circuito di Hartley o ad accoppiamento reattivo autoinduttivo.

Nelle condizioni di regime essa funziona, come tutti gli oscillatori, in classe C e perciò ad ogni periodo il tubo lascia passare un impulso di corrente. Una minima parte di questa corrente viene raccolta dalla griglia schermo e serve al funzionamento dell'oscillatore, mentre la maggior parte giunge sulla placca, trasferendovi l'energia sviluppata dall'oscillatore.

Poichè la griglia controllo determina l'intensità della corrente che scorre tra catodo ed anodo, la tensione che si sviluppa ai capi del circuito accordato di placca è una tensione amplificata, e se lo stesso circuito anodico L_2 C_2 è accordato sulla frequenza dell'oscillatore, nascono in esso delle oscillazioni elettriche aventi la medesima frequenza.

Il carico, accoppiato al circuito anodico, non influisce perciò sulla cifra di merito del circuito oscillante, in quanto la griglia schermo, opportunamente disaccoppiata dal condensatore Cg_2, non risente delle variazioni della tensione anodica, purchè la sua tensione sia regolata opportunamente rispetto a quella anodica. La regolazione si fa generalmente per tentativi mediante il potenziometro P.

La stabilità di frequenza che si può ottenere con l'oscillatore ad accoppiamento elettronico è dell'ordine del 0,02 ÷ 0,05%, ed è sufficiente per varie applicazioni. Per altre applicazioni, come nei radiotrasmettitori, occorre invece una stabilità assai maggiore.

Si ricorre allora agli *oscillatori controllati a quarzo*, cioè ad oscillatori nei quali il quarzo sostituisce il circuito oscillatorio ad L e C.

Per i motivi esposti al § 50 relativi alle caratteristiche del quarzo e per il fatto che la frequenza naturale delle oscillazioni del cristallo è critica al punto che se la frequenza di eccitazione differisce sia pure minimamente da quella di risonanza, l'ampiezza delle vibrazioni si annulla, gli oscillatori a quarzo sono i più indicati per produrre oscillazioni elettriche di frequenza rigorosamente costante.

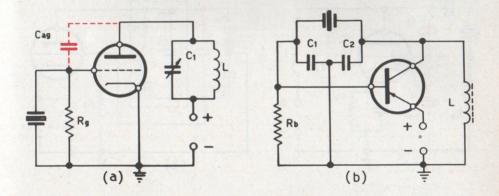



Fig. 5-18 - Oscillatore a quarzo di Miller (a) e a transistore di tipo Colpitts (b)

In fig. 5-18a è rappresentato il circuito di un oscillatore a triodo con controllo a quarzo, detto *circuito di Miller*, che equivale ad un oscillatore con circuito accordato sia di griglia che di placca (tipo

Armstrong), nel quale il circuito accordato di griglia è costituito dal quarzo.

L'accoppiamento reattivo avviene mediante la capacità *Cag* tra anodo e griglia del tubo.

Ricordiamo che in un oscillatore di tipo Armstrong, la condizione necessaria per ottenere la stabilità delle oscillazioni viene raggiunta quando il circuito di griglia e il circuito di placca presentano una conveniente reattanza induttiva. Per questo la frequenza di risonanza *fo* del quarzo deve essere inferiore alla frequenza di risonanza del suo circuito equivalente in parallelo e la frequenza su cui viene accordato il circuito di placca, deve essere leggermente superiore alla frequenza *fo* di risonanza del quarzo.

Perciò si regola il condensatore C_1 fino a che il cristallo oscilla nel modo richiesto.

In fig. 5-18b è rappresentato lo schema di principio di un oscillatore controllato a quarzo montato con un transistore, del tipo Colpitts, nel quale i condensatori C_1 e C_2 costituiscono oltre che un partitore di tensione, un circuito di adattamento di impedenza tra il circuito di collettore e il circuito di base.

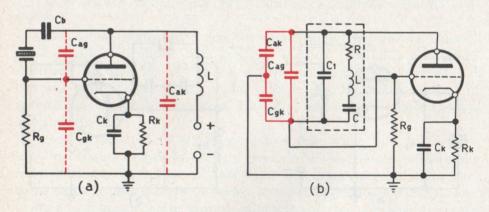



FIG. 5-19 - Oscillatore a quarzo di Pierce (a) e suo circuito equivalente (b)

In fig. 5-19a è rappresentato lo schema di principio di un oscillatore a cristallo, detto oscillatore Pierce, nel quale il quarzo è collegato direttamente tra placca e griglia. La sua caratteristica principale è che esso non necessita di alcuna regolazione di sintonia, in quanto

la frequenza delle oscillazioni dipende dalla frequenza di risonanza del circuito accordato costituito dal quarzo e dalle capacità interelettrodiche presenti tra placca e catodo e tra griglia e catodo.

Evidentemente il cristallo deve funzionare su una frequenza inferiore alla frequenza di risonanza, in modo da costituire una reattanza che risuoni con le capacità interelettrodiche *Cak* e *Cgk*.

L'intero circuito può essere considerato l'equivalente dell'oscillatore Colpitts (fig. 5-19b), con l'unica differenza che il partitore capacitivo di tensione è costituito dalle capacità *Cak* e *Cgk* e che perciò la divisione di tensione avviene automaticamente in base al tipo di tubo impiegato e alla frequenza di funzionamento.

Il valore della tensione di reazione dipende dalla capacità *Cag* anodo-griglia.

Il condensatore di blocco *Cb* protegge il cristallo dalla corrente continua e lascia passare la corrente a radiofrequenza.

CAPITOLO SESTO

La modulazione e stadi modulatori

Un'altra importante applicazione dei tubi termoionici impiegati nelle radiocomunicazioni è la *modulazione* della corrente alternata, cioè il processo di sovrapposizione di una grandezza alternata a radiofrequenza di ampiezza e di frequenza costanti con una grandezza a bassa frequenza di ampiezza e frequenza variabili secondo la legge di variazione di una informazione sonora od ottica.

Ai circuiti elettronici predisposti per effettuare tale sovrapposizione si dà il nome di *stadi modulatori*.

59 - TRASMISSIONE DEI SEGNALI RADIO - SISTEMI DI MODULAZIONE

La trasmissione a distanza della voce, della musica, delle immagini e di altre informazioni, dalle stazioni trasmittenti alle stazioni riceventi, avviene per mezzo di onde elettromagnetiche che, irradiate dall'antenna trasmittente, vengono captate dall'antenna ricevente.

I suoni e le immagini vengono trasformati in f.e.m. variabili secondo la legge di variazione degli stessi suoni e delle stesse immagini, mediante i microfoni e, rispettivamente, mediante complessi sistemi fotoelettrici.

Senonchè le frequenze di tali f.e.m. o segnali BF sono troppo basse per essere applicate direttamente alle antenne trasmittenti, per produrre cioè direttamente le onde elettromagnetiche.

Vedremo in seguito che per ottenere una efficace irradiazione di energia occorre applicare all'antenna delle f.e.m. ad alta frequenza.

Difatti le stazioni trasmittenti sono, innanzi tutto, dei generatori di tensioni alternate persistenti a radiofrequenza, ottenute mediante gli stadi oscillatori.

L'irradiazione della f.e.m. a bassa frequenza corrispondente alle informazioni sonore e visive è resa possibile solo se tale f.e.m., *detta*

modulante, viene sovrapposta alla f.e.m. ad alta frequenza, detta *portante.*

Il processo di sovrapposizione delle due f.e.m. prende il nome di *modulazione* e alla forma d'onda risultante si dà il nome di *onda modulata.*

Gli apparati trasmittenti devono dunque essere costituiti anche da *stadi modulatori,* che consentono di modulare l'onda a radiofrequenza, cioè di variarne la caratteristica di ampiezza o di frequenza o di fase in funzione del valore istantaneo dell'onda modulante.

È evidente che, all'atto della ricezione, si deve poter ricavare dall'onda modulata le informazioni trasmesse, cioè separare l'onda modulante dall'onda portante. Gli apparecchi riceventi devono poter compiere cioè l'operazione opposta a quella della modulazione, operazione che prende il nome di *rivelazione* e che verrà trattata nel prossimo capitolo.

I sistemi principali di modulazione sono:

a) **modulazione di ampiezza,** quando l'ampiezza delle oscillazioni a radiofrequenza (portante) varia in conformità con il segnale a bassa frequenza (modulante) che si deve trasmettere, mentre il periodo e la fase della portante rimangono costanti;

b) **modulazione di frequenza,** quando la frequenza delle oscillazioni a radiofrequenza varia secondo le variazioni di ampiezza del segnale a bassa frequenza, mentre l'ampiezza della portante rimane costante;

c) **modulazione di fase,** quando la fase dell'onda portante viene variata proporzionalmente all'ampiezza dell'onda modulante.

In realtà la modulazione di fase è molto simile alla modulazione di frequenza, perchè ogni variazione di fase o di frequenza deve necessariamente produrre una variazione rispettivamente di frequenza o di fase.

Per queste ragioni la modulazione di fase viene trattata di frequente come modulazione di frequenza, anche se ciò non è strettamente corretto.

In pratica comunque ci si riferisce solo al sistema di modulazione di ampiezza e al sistema di modulazione di frequenza.

Abbiamo detto che si ha la modulazione di ampiezza quando l'ampiezza della portante varia di una quantità proporzionale al valore istantaneo della modulante.

Consideriamo la portante di fig. 6-1a. Essa non è altro che una grandezza sinusoidale a radiofrequenza caratterizzata da una ampiezza costante. La massima ampiezza che essa raggiunge sia in senso positivo che in senso negativo, viene detta *ampiezza di picco A*, mentre il valore tra il picco positivo e il picco negativo si chiama *ampiezza da picco a picco Ap*.

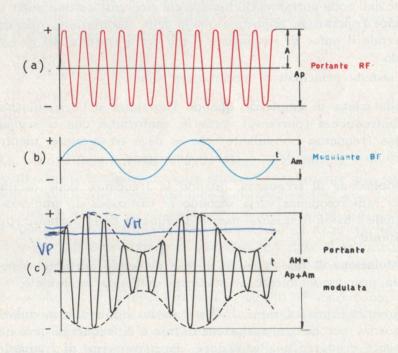



FIG. 6-1 - Il segnale modulante *BF* (b) applicato alla portante *RF* (a) ne varia l'ampiezza tra picco e picco (c)

Se ora sovrapponiamo alla portante una grandezza modulante ad audiofrequenza sinusoidale (fig. 6-1b) o della tipica forma di quella prodotta dalla conversione di un suono da parte di un microfono,

i picchi della portante seguono le variazioni istantanee di ampiezza del segnale ad audiofrequenza.

Quando questo varia in campo positivo i picchi della portante aumentano, quando varia in campo negativo i picchi della portante diminuiscono, sicchè l'ampiezza tra picco e picco della *portante modulata* è determinata dall'ampiezza istantanea del segnale modulante ad audiofrequenza, come rappresentato in fig. 6-1c.

La grandezza portante modulata in ampiezza è caratterizzata dalla *profondità o tasso di modulazione*, cioè dal rapporto tra l'ampiezza delle oscillazioni a BF e l'ampiezza delle oscillazioni in AF.

Normalmente il tasso di modulazione della portante viene espresso con la *percentuale di modulazione m*:

$$m = \frac{Am}{Ap} \cdot 100$$

Quando l'ampiezza *Am* tra picco e picco del segnale modulante è uguale all'ampiezza *Ap* tra picco e picco della portante, si dice che la portante è modulata al 100%. In tal caso l'ampiezza tra picco e picco della modulata è doppia di quella della portante non modulata, come è chiaramente rappresentato in fig. 6-2a.

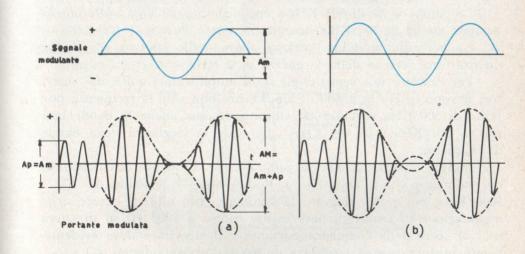



FIG. 6-2 - Portante modulata al 100% (a) e sovramodulata (b)

Se l'ampiezza della modulante è metà dell'ampiezza della portante, la percentuale della modulazione ammonta al 50% e l'ampiezza della modulata è tripla di quella modulante, oppure 3/2 di quella della portante (fig. 6-1c).

Si può avere anche che l'ampiezza della modulante sia maggiore dell'ampiezza della portante (fig. 6-2b). In tal caso la percentuale di modulazione è superiore al 100%: il segnale risulta distorto e compromesso in ricezione, in quanto nel processo di rivelazione non si può ottenere la stessa forma del segnale modulante.

Ne consegue che nei sistemi di modulazione di ampiezza, la percentuale di modulazione non deve mai superare il 100%.

Altra caratteristica della modulazione è il fenomeno del *battimento*, da cui derivano *le bande laterali di frequenza.*

Infatti all'uscita dallo stadio modulatore, oltre alla frequenza della portante, si hanno altre due frequenze, dovute all'abbinamento (o battimento) della frequenza portante con la frequenza modulante, e precisamente una frequenza uguale alla loro somma e una frequenza uguale alla loro differenza, dette *bande laterali.*

A titolo di esempio, supponiamo che una frequenza di 1000 Hz moduli una portante di 500 KHz. La portante modulata risulta composta principalmente da tre frequenze: quella della portante di 500 KHz, quella uguale alla somma della modulante audio con la portante (501 KHz) e quella uguale alla loro differenza (499 KHz).

La componente di 501 KHz viene denominata *banda laterale superiore*, quella di 499 KHz viene detta *banda laterale inferiore.*

La portante modulata occupa allora, nello spettro a radiofrequenza, una sezione della larghezza di 2 KHz.

Per ricevere tale segnale, gli stadi amplificatori a RF dei ricevitori devono essere in grado di amplificare non solo la frequenza portante di 500 KHz su cui sono sintonizzati, ma anche le bande laterali di 501 KHz e di 499 KHz, cioè tutta la larghezza della banda di frequenza.

Inoltre, ricordando che la gamma delle frequenze acustiche, che normalmente si utilizza nelle radiodiffusioni, si estende da 100 a 5000 KHz, per poter ricevere la frequenza più alta, *il canale della modulazione di ampiezza* deve essere esteso a 5000 Hz al di sopra e al di sotto della frequenza portante e il ricevitore deve evidentemente presentare una larghezza di banda corrispondente.

Per questi motivi i canali della MA assegnati alle stazioni di

radiodiffusione devono distare tra loro di una certa ampiezza: una convenzione internazionale ha assegnato ad ogni stazione, nel campo delle onde medie, un canale di 9 KHz.

La potenza irradiata dall'antenna è la somma delle potenze che competono alla portante e alle bande laterali.

Ai fini della potenza acustica, la potenza della portante è però una potenza sciupata, in quanto la potenza acustica è contenuta solo nelle bande laterali ed è tanto più alta quanto più prossimo all'unità è il grado di modulazione. Con modulazione del 100% la massima potenza connessa alle bande laterali è comunque metà di quella connessa alla portante.

È pertanto evidente che l'intensità della ricezione dipende unicamente dalla potenza delle bande laterali e non dalla potenza della portante e che l'efficienza della ricezione è tanto più elevata quanto maggiore è la percentuale di modulazione.

Un alto valore del grado di modulazione riduce inoltre le interferenze prodotte da perturbazioni atmosferiche che inducono sulle antenne f.e.m. di disturbo.

61 - STADI MODULATORI DI AMPIEZZA A TUBI TERMOIONICI

I metodi e i dispositivi con i quali è possibile ottenere la modulazione di ampiezza sono vari: ci limitiamo a considerare i più importanti, cioè quelli che utilizzano i tubi elettronici, essendo gli altri metodi assai meno vantaggiosi e di scarso interesse, come quello rappresentato in fig. 6-3, detto sistema di modulazione di ampiezza a *variazione di corrente d'aereo*.

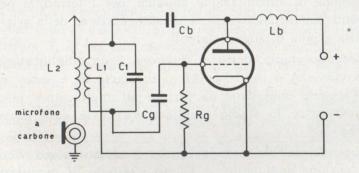



FIG. 6-3 - Modulazione di ampiezza a variazione di corrente d'aereo con microfono a carbone

Esso consiste in un oscillatore di Hartley con alimentazione in parallelo. Il segnale a RF (portante) che viene indotto dalla bobina L_1 del circuito risonante dell'oscillatore nella bobina L_2 dell'antenna, viene modulato per mezzo di un microfono a carbone. Questo, eccitato da un'onda sonora, varia la sua resistenza (§ 8) e quindi varia direttamente l'ampiezza della corrente e della tensione a radiofrequenza del circuito di antenna secondo l'informazione ad audiofrequenza.

Questo metodo ha il vantaggio di non richiedere lo stadio modulatore che è sempre un amplificatore di BF di potenza più o meno elevata. Ha però lo svantaggio di uno scarso grado di modulazione (50% al massimo) e di una scadente qualità.

Normalmente la modulazione si effettua con appropriati stadi modulatori a tubi termoionici, costituiti da due stadi amplificatori.

Il primo stadio, detto *modulato*, è un amplificatore di potenza in classe C, nel cui tubo si compie direttamente la modulazione. La tensione portante a radiofrequenza, proveniente dallo stadio oscillatore, viene applicata alla griglia controllo del tubo modulato, mentre la tensione modulante BF viene applicata ad uno degli altri elettrodi, in modo che l'ampiezza delle oscillazioni in uscita risulti variabile con legge proporzionale al segnale ad audiofrequenza. Il motivo che induce ad usare un amplificatore di classe C dipende dal fatto che, a parità di ampiezza della tensione portante a RF applicata in griglia, l'ampiezza della tensione (o della corrente) di uscita dipende grandemente dalle tensioni continue applicate agli altri elettrodi del tubo (per un triodo dipende cioè dalla polarizzazione di griglia e dalla tensione di alimentazione anodica, per i tetrodi e per i pentodi dipende anche dalla tensione di alimentazione della griglia schermo e della griglia di soppressione).

Il secondo stadio, detto *modulatore*, è un amplificatore funzionante in classe A o in classe AB o in classe B, e serve ad amplificare il segnale modulante da fornire all'amplificatore modulato e perciò costituisce lo stadio amplificatore finale delle correnti microfoniche.

A seconda dell'elettrodo del tubo modulato a cui viene applicata la tensione modulante, si hanno i sistemi di modulazione qui di seguito descritti.

1) Modulazione ottenuta per controllo della tensione anodica.

Il metodo più ampiamente usato nelle radiocomunicazioni per ottenere la modulazione di ampiezza consiste nel sovrapporre alla tensione di alimentazione anodica di un amplificatore in classe C la tensione del segnale ad audiofrequenza.

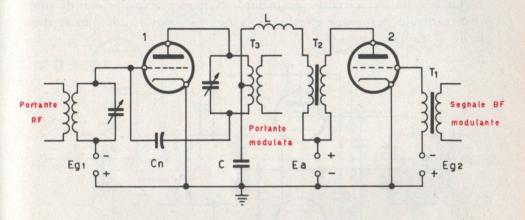



FIG. 6-4 - Modulazione di ampiezza ottenuta per controllo della tensione anodica

Il tubo 1 dello schema di fig. 6-4 è un amplificatore di potenza a triodo in classe C (modulato). In serie alla tensione di alimentazione anodica *Ea* è posto il secondario del trasformatore T_2 di uscita (detto *trasformatore di modulazione*), al cui primario è applicato il segnale di uscita dell'amplificatore (modulatore) di potenza di classe A costituito dal tubo 2, sulla cui griglia agisce, mediante il trasformatore di entrata T_1, il segnale modulante ad audiofrequenza.

In tal modo la tensione di alimentazione anodica viene variata proporzionalmente all'ampiezza del segnale BF.

Poichè il circuito di griglia del tubo 1 è accordato sulla frequenza della portante a RF, la corrente anodica dello stesso tubo manterrà la frequenza della portante, ma varierà in ampiezza corrispondentemente alle variazioni della tensione anodica, cioè del segnale modulante.

Di conseguenza anche la tensione oscillatoria anodica, che viene

prelevata al secondario del trasformatore T_3, varierà in ampiezza conformemente al segnale di modulazione da trasmettere.

La bobina a radiofrequenza L e il condensatore C devono offrire una elevata impedenza alla tensione a radiofrequenza e una piccola impedenza alle audiofrequenze, allo scopo di impedire al segnale a radiofrequenza, presente nel circuito accordato di placca, di raggiungere il trasformatore di modulazione T_2.

La bobina del circuito accordato di placca è provvista di una presa centrale per poter effettuare la neutralizzazione di placca mediante il condensatore C_n.

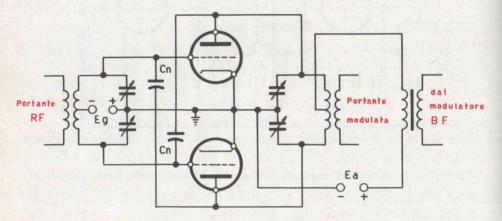



FIG. 6-5 - Amplificatore *RF* in controfase con modulazione di placca

Spesse volte l'amplificatore di classe C, in cui viene effettuata la modulazione di placca, è realizzato con due tubi in controfase, come rappresentato nello schema di principio di fig. 6-5, dove sono messi in evidenza i condensatori C_n di neutralizzazione.

Anche lo stadio modulatore può essere attuato con due tubi in controfase allo scopo di ottenere una maggiore potenza di uscita.

In tal caso i due tubi funzionano generalmente in classe B.

È evidente che l'ampiezza del segnale modulante, e quindi la potenza di uscita dello stadio modulante, e l'ampiezza della portante applicata alla griglia controllo dello stadio modulato, devono essere calcolate in ragione della profondità di modulazione e quindi della potenza delle bande laterali che si desidera irradiare.

2) Modulazione di ampiezza ottenuta per controllo della griglia comando.

La modulazione di ampiezza può essere ottenuta anche agendo sulla tensione di polarizzazione della griglia controllo del tubo modulato, come rappresentato dallo schema di fig. 6-6.

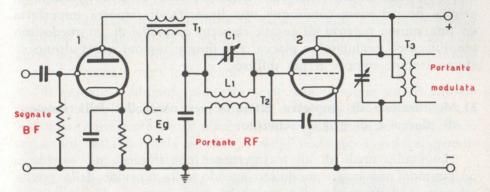



FIG. 6-6 - Modulazione di ampiezza per controllo della tensione di griglia comando

Lo stadio modulatore, costituito dal tubo 1, amplifica il segnale BF applicato in griglia. La corrente modulante di placca induce nel secondario del trasformatore T_1 di modulazione una f.e.m. che, posta in serie con la tensione di polarizzazione Eg del tubo modulato, ne fa variare l'ampiezza in conformità del segnale modulante.

Le oscillazioni prodotte dal circuito L_1C_1 accordato di griglia, mantenute dalla portante RF, vengono pertanto variate in ampiezza e di conseguenza anche la tensione oscillatoria anodica, che viene prelevata al secondario del trasformatore T_3, subisce percentualmente le medesime variazioni di ampiezza conformemente al segnale di modulazione da trasmettere.

Il vantaggio della modulazione di griglia sulla modulazione di placca consiste nella bassa potenza modulante necessaria. Infatti supponendo che il rendimento del trasmettitore sia uguale all'unità, per ottenere una modulazione del 100% con il controllo della tensione anodica, occorre una potenza del segnale ad audiofrequenza di 50 watt per ogni 100 watt di potenza di uscita, mentre per ottenere una modulazione del 100% con il controllo della tensione di griglia è suffi-

ciente una potenza del segnale modulante corrispondente alla corrente positiva di griglia, cioè 1-2 watt, che in confronto alla potenza richiesta nella modulazione di placca, è trascurabile.

Sotto questo aspetto, la modulazione di griglia è più economica della modulazione di placca, ma ha lo svantaggio di richiedere difficili ed accurate regolazioni della tensione di placca dello stadio finale RF, del carico (antenna), della tensione di polarizzazione di griglia, per ottenere comunque una linearità di risposta imperfetta ed una minor potenza di uscita rispetto a quella di un medesimo amplificatore modulato in placca. Per queste ragioni quest'ultimo sistema rimane sempre il più diffuso.

3) Modulazione di ampiezza ottenuta per controllo della tensione di placca e di griglia schermo.

Lo stadio finale di un trasmettitore che impiega un tetrodo o un pentodo può essere modulato agendo sulla tensione della griglia schermo o della griglia di soppressione.

Ricordiamo che la corrente anodica di un tetrodo e di un pentodo risulta proporzionale alla tensione di griglia schermo, quasi come la corrente di un triodo è proporzionale alla tensione di placca, sicchè un segnale ad audiofrequenza posto in serie alla tensione di polarizzazione di griglia schermo, modula la corrente anodica e quindi la tensione oscillatoria di uscita proporzionalmente al segnale modulante.

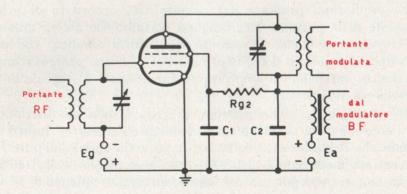



FIG. 6-7 - Modulazione di ampiezza ottenuta per controllo della tensione anodica e della tensione di griglia schermo

In pratica, le modulazioni sulla sola griglia schermo, pur richiedendo una potenza di modulazione inferiore a quella richiesta dalla modulazione di placca, introducono una distorsione notevole, per cui si preferisce modulare contemporaneamente anche la placca, ottenendosi una distorsione nettamente inferiore.

Lo schema di fig. 6-7 rappresenta il circuito elettrico di un modulatore per controllo della tensione di placca e di griglia schermo.

La resistenza Rg_2 determina la polarizzazione base della griglia schermo. I condensatori C_1 e C_2 di piccola capacità servono per condurre a massa le eventuali componenti a RF presenti nel circuito di modulazione e non influiscono sulla BF.

Il segnale modulante posto in serie alla tensione Ea di alimentazione della placca e di polarizzazione della griglia schermo, modula contemporaneamente sia la placca che la griglia schermo provocando variazioni della corrente anodica e della tensione di uscita proporzionali al segnale ad audiofrequenza.

Si potrebbe ottenere la modulazione di ampiezza con metodi analoghi a quelli descritti, consistenti nella modulazione di griglia soppressione, nella modulazione di catodo, che è superfluo illustrare.

62 - MODULAZIONE DI FREQUENZA (FM)

Abbiamo detto che si ha modulazione di frequenza quando la frequenza della portante RF varia proporzionalmente al valore istantaneo del segnale modulante BF, mentre l'ampiezza della modulata rimane costante.

La frequenza della portante aumenta quando l'ampiezza del segnale modulante aumenta in senso positivo e diminuisce quando l'ampiezza del segnale diminuisce e si porta al massimo negativo.

Dal confronto delle due grandezze modulate rappresentate in fig. 6-8, ottenute dalla modulazione di due portanti di uguale ampiezza e di uguale frequenza con due segnali modulanti di uguale frequenza e di ampiezza diversa, osserviamo che più alta è l'ampiezza della modulante e maggiore è la variazione di frequenza della portante e che la massima *deviazione* di frequenza si ha in corrispondenza dei picchi della modulante.

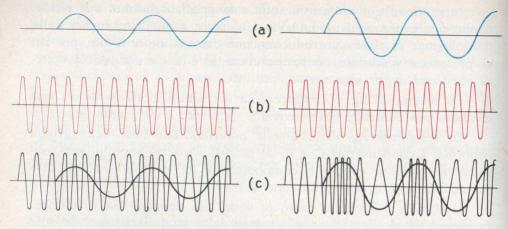



FIG. 6-8 - Modulazione di frequenza. Modulante (a), portante (b), modulata (c)

È evidente che il numero delle deviazioni complete di frequenza nell'unità di tempo è uguale al numero dei periodi nella stessa unità di tempo del segnale modulante, indipendentemente dalla sua ampiezza.

Le caratteristiche di una grandezza modulata in frequenza sono dunque:

a) l'ampiezza dell'inviluppo di modulazione è costante;

b) la deviazione massima di frequenza in più o in meno rispetto al valore della frequenza della portante dipende unicamente dall'ampiezza della modulante;

c) il numero di volte al secondo in cui si verificano le deviazioni complete di frequenza è determinato dalla frequenza della modulante.

La grandezza modulata in frequenza è inoltre caratterizzata dall'*indice di modulazione mf*, definito dal rapporto tra la variazione massima di frequenza Δfp della portante e la frequenza massima fmx del segnale modulante:

$$mf = \frac{\Delta fp}{fmx}$$

È evidente che la *percentuale di modulazione* di una grandezza modulata in frequenza non può essere determinata allo stesso modo con cui è stata determinata la percentuale di modulazione di una grandezza modulata in ampiezza, in quanto, mentre in quest'ultimo caso il termine di riferimento della percentuale è stabilito dall'ampiezza della portante, cioè da un valore legato alle grandezze in gioco, nel caso della modulazione di frequenza il termine di riferimento deve essere invece stabilito convenzionalmente.

Infatti la percentuale di modulazione viene definita come il rapporto percentuale tra la variazione di frequenza Δfp della portante e la massima deviazione Δfm che convenzionalmente la portante può subire. Nel caso della Radiodiffusione a Modulazione di Frequenza la massima deviazione stabilita è di 75 KHz, ma può essere diversa per altre stazioni trasmittenti. Pertanto, nel caso della radiodiffusione, si avrà una modulazione del 100% quando la deviazione di frequenza della portante è di 75 KHz, del 50% quando la deviazione è di 37,5 KHz.

Anche la modulazione di frequenza, come la modulazione di ampiezza è caratterizzata dalle *bande laterali* che definiscono la *larghezza del canale* della portante modulata.

Però, mentre nelle modulazioni di ampiezza le uniche bande laterali che devono essere prese in considerazione ai fini pratici sono le più esterne, cioè quelle corrispondenti alla somma e alla differenza tra la frequenza della portante e la frequenza più elevata del segnale modulante, per cui la larghezza del canale non può essere superiore del doppio della massima frequenza acustica, nella modulazione di frequenza, per il fatto che la deviazione di frequenza della portante dipende dall'ampiezza del segnale modulante, si possono avere variazioni di frequenza parecchie volte maggiori della frequenza di modulazione.

In pratica infatti si possono avere variazioni di frequenza di parecchie centinaia di KHz, sebbene la frequenza del segnale acustico modulante non superi, in genere, il valore massimo di 15 KHz.

Di conseguenza un'onda modulata in frequenza è caratterizzata da una larghezza di banda maggiore di quella di un'onda modulata in ampiezza, e da diverse frequenze laterali che dipendono, sia per il numero che per l'ampiezza, dall'indice di modulazione.

Il numero e la posizione delle coppie di frequenze laterali dipendono dalla frequenza della modulante.

Ad esempio, se una portante di 1000 KHz è modulata in frequenza con un segnale acustico di 5 KHz, si ottengono diverse componenti laterali a 995 e 1005, a 990 e 1010, a 985 e 1015, ecc.

L'ampiezza delle frequenze laterali dipende invece dall'ampiezza del segnale, per cui le coppie di frequenze laterali che appaiono ai lati della frequenza portante sono variabili in numero ed in ampiezza.

Per *larghezza di banda di un'onda modulata in frequenza* si intende il doppio dello spettro di frequenza che intercorre tra la posizione della portante e la posizione della frequenza laterale più lontana la cui ampiezza non supera l'1% dell'ampiezza della portante non modulata.

Come per la modulazione di ampiezza, in assenza del segnale modulante, la potenza del trasmettitore a modulazione di frequenza è concentrata nella sola portante.

Però, allorchè si sovrappone alla portante la modulante, nella modulazione di frequenza la potenza si trasferisce dalla portante nelle bande laterali, diversamente di quanto avviene per la modulazione di ampiezza, in cui la potenza delle bande laterali viene fornita dal modulatore e non viene detratta dalla portante.

Si ha così che se l'ampiezza di modulazione aumenta, e la sua frequenza rimane costante, aumenta la variazione di frequenza della portante e una maggiore quantità di energia viene immessa nelle bande laterali a spese dell'energia della portante, per cui un maggior numero di esse raggiunge l'ampiezza superiore dell'1%, con conseguente aumento del numero delle frequenze laterali utili e della larghezza di banda.

Per questo motivo il canale di trasmissione a disposizione di ogni trasmettitore è stato stabilito di 150 KHz.

È ovvio che i ricevitori a modulazione di frequenza devono essere costruiti con accorgimenti che consentano il passaggio indistorto della banda di frequenza richiesta.

La modulazione di frequenza ha sulla modulazione di ampiezza il vantaggio di essere insensibile ai disturbi atmosferici ed industriali, e di fornire pertanto in ricezione una riproduzione più pura.

63 - STADI MODULATORI DI FREQUENZA A TUBI TERMOIONICI

Per ottenere la modulazione di frequenza si può ricorrere a qualsiasi sistema atto a far variare la frequenza dell'oscillatore pilota proporzionalmente alle variazioni istantanee dell'ampiezza del segnale ad audiofrequenza.

Notiamo che, mentre nei trasmettitori a modulazione di ampiezza la modulazione viene fatta sugli ultimi stadi amplificatori, nei trasmettitori a modulazione di frequenza il processo di modulazione viene effettuato sull'oscillatore.

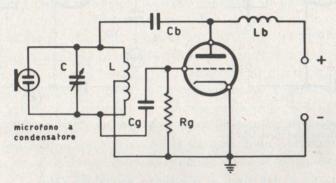



FIG. 6-9 - Modulazione di frequenza con un microfono a condensatore

Uno dei sistemi più semplici è rappresentato in fig. 6-9. Esso consiste in un oscillatore di Hartley con alimentazione in parallelo. In derivazione sul condensatore variabile C del circuito oscillante è posto un microfono a condensatore.

Ricordiamo (§ 9) che tale microfono, eccitato da un'onda sonora, trasforma le variazioni di ampiezza del suono in corrispondenti e proporzionali variazioni della sua capacità elettrostatica.

Di conseguenza variando la capacità complessiva del circuito oscillante, la frequenza delle oscillazioni elettriche prodotte dallo stadio oscillatore varia secondo l'andamento dell'ampiezza del segnale acustico agente sul microfono a condensatore.

Questo sistema presenta diversi inconvenienti, il più grave dei quali è dovuto alle capacità aggiunte dei fili di collegamento tra il microfono e il circuito oscillante, che comportano una notevole variazione della frequenza generata.

Pertanto in pratica questo sistema è completamente abbandonato e sostituito con il metodo che prevede l'uso di un particolare circuito elettronico detto *tubo a reattanza*.

Per comprendere i principi del suo funzionamento, consideriamo dapprima gli schemi di fig. 6-10 *a*) e *b*).

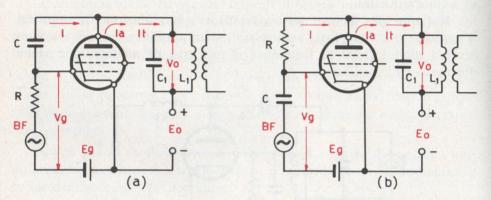



FIG. 6-10 - Schemi di principio del tubo a reattanza ad effetto capacitivo (a) e ad effetto induttivo (b)

Il pentodo è del tipo a pendenza variabile (Vol. I - § 91) e per radiofrequenza in cui, quindi, la resistenza differenziale anodica è molto elevata. Ricordiamo che nei tubi a griglia schermo, le variazioni della corrente anodica dipendono praticamente solo dalle variazioni della tensione della griglia controllo e non dalla tensione anodica.

Un circuito oscillante L_1C_1 di uno stadio oscillatore alimenta la placca del pentodo con una tensione Vo a RF (portante) che fa variare la polarizzazione anodica attorno al valore Eo della batteria di alimentazione.

La stessa tensione Vo a RF agisce sulla griglia comando attraverso il circuito serie formato dalle capacità C e dalla resistenza R, facendo variare la polarizzazione della stessa griglia comando attorno al valore base Eg della batteria di griglia.

Nel caso (a), in cui la capacità C è collegata tra anodo e griglia e la resistenza R tra griglia e catodo, il valore della capacità C deve essere scelto in modo da provocare, alla frequenza RF di lavoro, una reattanza Xc molto grande rispetto al valore di R, affinchè la cor-

rente I fluente nel ramo RC risulti in anticipo di quasi 90° sulla tensione Vo.

La corrente I provoca nella resistenza R una caduta di tensione $Vg = I \cdot R$ tra griglia e catodo che, dovendo essere in fase con I, risulta in anticipo su Vo dello stesso angolo.

Poichè la corrente anodica Ia è in fase con la tensione di griglia Vg e quindi con I, la corrente totale It causata dalla tensione Vo del circuito oscillante è data dalla somma di Ia più I e risulta anch'essa in anticipo di circa 90° sulla tensione Vo.

L'intero circuito sottoposto alla tensione Vo può essere considerato allora come una capacità che, collegata in parallelo alle capacità C del circuito oscillante, ne modifica il valore e di conseguenza modifica la frequenza delle oscillazioni elettriche prodotte.

Se ora si applica in griglia, in serie ad R e a Eg, un segnale modulante BF, data la lentezza di variazione di quest'ultimo rispetto alla frequenza della portante, più che modificare l'ampiezza della tensione Vg a RF, esso modifica l'ampiezza della polarizzazione base Eg.

Se, come abbiamo detto, il tubo è a pendenza variabile, la sua conduttanza mutua gm varia con il variare della polarizzazione base Eg e, poichè la corrente anodica dipende dalla conduttanza gm:

$$Ia = -gm\ Vg$$

essa aumenta o diminuisce con l'aumentare o il diminuire di gm, cioè con il variare del segnale modulante BF.

La corrente complessiva It che agisce sul circuito oscillante varia corrispondentemente come se la reattanza capacitiva equivalente, e quindi la capacità equivalente dell'intero circuito e del circuito oscillante, avesse subito una variazione. Di conseguenza varia la frequenza delle oscillazioni elettriche prodotte dal circuito oscillatorio, cioè la frequenza della portante.

In tal modo si ottiene una modulazione di frequenza in quanto alle variazioni di ampiezza della modulante corrispondono delle deviazioni di frequenza della portante. Se la tensione di modulazione BF applicata non è eccessiva, le variazioni istantanee di frequenza della portante risultano quasi esattamente proporzionali all'ampiezza istantanea del segnale modulante.

Analoghe considerazioni possono essere fatte per il circuito di fig. 6-10b. In questo caso, in cui la capacità C è collegata tra griglia e catodo e la resistenza R tra anodo e griglia, il valore della capacità C deve essere scelto in modo tale da provocare, alla frequenza di lavoro, una reattanza molto piccola rispetto al valore della resistenza R, affinchè la corrente I fluente nel ramo RC risulti quasi in fase con la tensione Vo del circuito oscillante.

Tale corrente provoca nella reattanza capacitiva una caduta di tensione $Vg = Xc \cdot I$, tra griglia e catodo, a 90° in ritardo su I e quindi in ritardo di circa 90° su Vo.

La corrente anodica Ia, dipendendo dalla tensione di griglia Vg, è con questa in fase e quindi anch'essa in ritardo di 90° circa sulla I e sulla Vo.

La corrente complessiva It causata dalla tensione Vo del circuito oscillante, essendo data dalla somma geometrica di I con Ia, è ancora in ritardo sulla Vo, per cui l'intero circuito può essere considerato come un'induttanza che, posta in parallelo all'induttanza L del circuito oscillante, ne modifica il valore e di conseguenza modifica la frequenza delle oscillazioni elettriche prodotte.

Anche in questo caso, poichè la corrente anodica Ia dipende dalla conduttanza mutua gm del tubo, se questo è del tipo a pendenza variabile, variando la polarizzazione base di griglia mediante un segnale BF, varia l'induttanza equivalente dell'intero circuito e quindi la frequenza della portante proporzionalmente all'ampiezza del segnale BF.

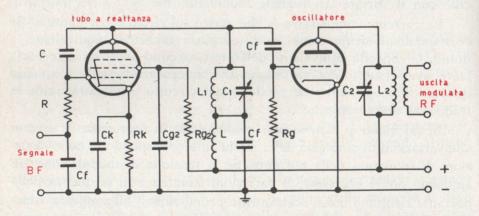



FIG. 6-11 - Modulazione di frequenza con tubo a reattanza

Lo schema di fig. 6-11 rappresenta il circuito di un modulatore con tubo a reattanza ad effetto capacitivo e di un oscillatore a griglia accordata e a placca accordata.

La tensione *Vo* agente sul tubo a reattanza è fornita dal circuito L_1C_1 accordato di griglia dell'oscillatore.

La funzione delle capacità *Cf* è quella di fugare a massa le radiofrequenze. La bobina *L* serve ad arrestare le radiofrequenze e di permettere il passaggio verso l'alimentatore solo della componente continua. *Ck* e Cg_2 sono le solite capacità di disaccoppiamento.

Osserviamo che l'uscita dell'oscillatore modulato con tubo a reattanza presenta sempre un certo grado di modulazione di ampiezza per il fatto che la corrente *It* non è esattamente in quadratura con *Vo*, ma contiene sempre una piccola componente in fase con *Vo*, cioè una componente resistiva che provoca una variazione in ampiezza delle oscillazioni della portante contemporaneamente alle variazioni di frequenza. Questa residua modulazione di ampiezza può venire eliminata applicando un successivo stadio, detto *stadio limitatore di ampiezza* (§ 70).

La rivelazione e stadi rivelatori

Come in ogni apparato radiotrasmettitore è necessario provvedere alla modulazione, cioè alla sovrapposizione, mediante uno stadio modulatore, del segnale modulante ad audiofrequenza con la f.e.m. portante a radiofrequenza, così in ogni apparato radioricevente occorre separare il segnale ad audiofrequenza dalla portante a radiofrequenza, la quale ormai ha finito il suo compito, che era quello di produrre un'onda elettromagnetica di frequenza sufficientemente alta da permettere il trasferimento di energia dall'antenna trasmittente all'antenna ricevente.

L'operazione con la quale viene separata la modulante BF dalla portante RF prende il nome di *rivelazione* o di *demodulazione*.

Gli stadi predisposti per la rivelazione, a seconda che la modulazione è di ampiezza oppure di frequenza, prendono il nome rispettivamente di *stadi rivelatori* oppure di *stadi discriminatori*.

64 - GENERALITÀ SULLA RIVELAZIONE DELLE OSCILLAZIONI MODULATE IN AMPIEZZA

La rivelazione delle oscillazioni modulate in ampiezza consiste nella rettificazione e nel filtraggio del segnale, cioè nella separazione delle frequenze udibili dal segnale a radiofrequenza modulato.

Tutti i rivelatori sono dunque essenzialmente dei rettificatori che forniscono una corrente di uscita di ampiezza variabile corrispondentemente al segnale modulante ad audiofrequenza.

Più propriamente i rivelatori compiono tre operazioni: rettificazione del segnale modulato, separazione della portante dalla modulante, separazione della modulante dalla componente continua e dalle eventuali deboli componenti a radiofrequenza introdotte dal sistema di rettificazione e di filtraggio.

Consideriamo lo schema di principio del diodo rettificatore di fig. 7-1a.

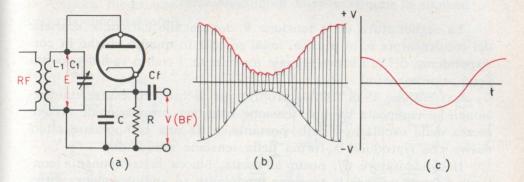



FIG. 7-1 - Rivelazione di ampiezza mediante diodo (a). Tensione rivelata (b). Tensione rivelata priva della componente continua (c)

La tensione a radiofrequenza E presente ai capi del circuito L_1C_1 accordato sulla frequenza del segnale modulato RF, è applicata direttamente al diodo. Poichè la corrente anodica scorre soltanto quando la placca è positiva rispetto al catodo, la tensione a radiofrequenza viene rettificata e, se il catodo fosse collegato direttamente a massa, essa riprodurrebbe sia in frequenza che in ampiezza le alternanze positive del segnale modulato.

Dal momento che nel circuito catodico è inserito il gruppo *RC*, detto *gruppo di rivelazione*, durante la semionda positiva il condensatore *C* si carica per effetto della caduta di tensione provocata dalla corrente anodica ai capi della resistenza *R*. Durante la semionda negativa il diodo non conduce e il condensatore *C* si scarica parzialmente attraverso la resistenza *R*, per poi ricaricarsi durante la successiva semionda positiva.

La tensione di ricarica del condensatore corrisponde all'ampiezza che la corrente anodica ha ad ogni semiperiodo positivo, per cui la tensione di uscita *V* segue l'andamento dell'inviluppo della tensione modulata, come rappresentato in fig. 7-1b.

È evidente che, per un corretto funzionamento del rivelatore, la costante di tempo del gruppo di rivelazione *RC* deve essere:

a) molto grande rispetto al periodo della portante affinchè il condensatore si scarichi molto lentamente;

b) molto minore del più breve periodo della modulante, perchè la tensione ai capi del condensatore possa facilmente seguire le variazioni di ampiezza della modulante stessa.

La seghettatura della tensione *V* dovuta alle cariche e scariche del condensatore è, in pratica, assai piccola in quanto, anche in corrispondenza del più breve segnale modulante, i cicli a radiofrequenza sono numerosissimi.

La tensione *V* di uscita, proprio per il fatto di essere unidirezionale, è composta da una tensione continua proporzionale all'ampiezza delle oscillazioni della portante, e da una componente alternativa che riproduce la forma della tensione modulante.

Il condensatore *Cf*, posto all'uscita, blocca la componente continua e lascia passare la tensione modulante ad audiofrequenza, ottenendosi in tal modo la completa separazione del segnale modulante dalla portante e dalla componente continua introdotta dal sistema di rivelazione (fig. 7-1c).

È evidente che la linearità di risposta del sistema dipende dalla linearità delle caratteristiche anodiche del diodo.

Poichè queste, com'è noto (Vol. I - § 86), sono abbastanza lineari tranne che per valori molto bassi della tensione anodica, se l'intensità del segnale è sufficiente, il responso del diodo è sempre lineare e si può ritenere tale anche per i segnali la cui modulazione si avvicina al 100%.

65 - SISTEMI DI RIVELAZIONE DI AMPIEZZA CON TUBI TERMOIONICI

Tra i diversi sistemi usati per la rivelazione di ampiezza descriviamo i fondamentali, quelli cioè che possono costituire la base per una agevole interpretazione di ogni altro schema che si possa incontrare nella pratica.

1 - Rivelatori a diodo.

Il sistema più comune di rivelazione di segnali modulati in ampiezza è sempre quello che impiega il diodo.

Oltre al circuito di fig. 7-1a, viene di frequente usato il circuito di fig. 7-2a nel quale il catodo è mantenuto a potenziale fisso, mentre la tensione modulante è prelevata tra il punto A e la massa attraverso il condensatore *Cf*.

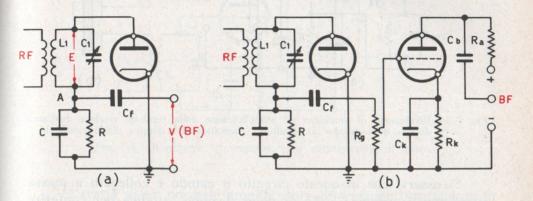



Fig. 7-2 - Rivelazione di ampiezza mediante diodo (a). Rivelazione ed amplificazione *BF* (b)

Il segnale ad audiofrequenza che si ricava all'uscita del rivelatore deve essere opportunamente amplificato. Negli apparecchi radioriceventi una prima amplificazione, o preamplificazione di tensione, viene ottenuta mediante un triodo, come rappresentato in fig. 7-2b.

Il segnale BF è applicato alla griglia controllo del triodo attraverso un resistore variabile *Rg* che consente il controllo manuale di volume, cioè la regolazione dell'ampiezza della tensione di uscita.

Di frequente la rivelazione e la preamplificazione della tensione rivelata vengono effettuate mediante un doppio diodo-triodo (Vol. I - § 92) secondo lo schema di fig. 7-3a, dove è anche rappresentata la sezione schematica del tubo impiegato.

Il circuito del rivelatore utilizza il diodo costituito dall'anodo P_2 e dal catodo comune K, mentre il circuito amplificatore BF impiega il triodo costituito dal catodo comune, dalla griglia controllo e dalla placca P_1. Il secondo diodo (catodo K - anodo P_3) non utilizzato, viene di solito impiegato per la *regolazione automatica di sensibilità*, detta impropriamente anche *controllo automatico del volume* (C.A.V.), di cui diremo in seguito.

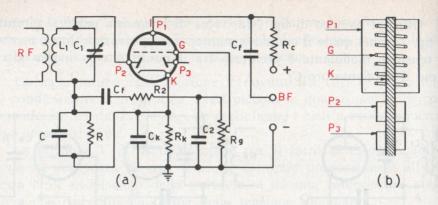



FIG. 7-3 - Rivelazione di ampiezza ed amplificazione della tensione rivelata mediante doppio diodo-triodo (a). Sezione schematica del doppio diodo-triodo (b)

Si osservi che in questo circuito il catodo è collegato a massa attraverso il gruppo *Ck Rk* di polarizzazione catodica per conferire alla griglia controllo il potenziale base. Ciò non comporta alcuna modificazione sulla rivelazione in quanto il circuito del rivelatore fa capo direttamente al catodo.

Poichè la tensione rivelata è, come precedentemente detto, seghettata, essa deve considerarsi composta non solo dalla modulante BF e da una componente continua, ma anche da una debole componente a radiofrequenza derivante appunto dalla seghettatura.

Per ottenere in uscita un segnale puro, cioè corrispondente alla sola tensione modulante, non è sufficiente bloccare la componente continua mediante i condensatori *Cf*, ma occorre anche fugare a massa la componente a RF prima che venga amplificata.

Allo scopo viene impiegato un circuito filtrante costituito da una resistenza R_2 e da una capacità C_2 poste rispettivamente in serie e in parallelo al partitore *Rg*, così da offrire alla componente a radiofrequenza una via di minima impedenza attraverso il condensatore C_2.

2 - Rivelatore per caratteristica di placca.

Un altro sistema per rivelare un'onda modulata in ampiezza è costituito dal rivelatore rappresentato in fig. 7-4, particolarmente

adatto per la rivelazione di segnali modulati di grande ampiezza, detto *rivelatore per caratteristica di placca.*

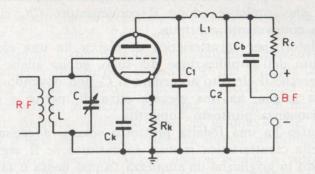



FIG. 7-4 - Rivelatore di ampiezza per caratteristica di placca

Si tratta di un normale amplificatore di tensione funzionante in classe B, nel quale cioè la griglia del triodo è polarizzata leggermente al di sopra del potenziale di interdizione. A ciò provvede il gruppo *Rk Ck* di polarizzazione catodica.

Applicando alla griglia un segnale modulato di sufficiente ampiezza, il tubo conduce durante le alternanze positive dello stesso segnale, mentre conduce molto debolmente durante le alternanze negative.

La corrente anodica risulta perciò unidirezionale e pulsante come nella rivelazione con diodo.

Disponendo nel circuito anodico un filtro passa-basso costituito dal gruppo C_1 L_1, è possibile ottenere ai capi della resistenza *Rc* una tensione che ripete la forma dell'inviluppo dell'oscillazione modulata, vale a dire la forma del segnale modulante.

Infatti la capacità C_1 oppone una minima reattanza alla radiofrequenza della portante, che pertanto viene fugata a massa, mentre oppone una grande reattanza alla componente ad audiofrequenza, cioè alla modulante.

La bobina L_1 compie la funzione inversa: si oppone alla radiofrequenza e permette il passaggio alla sola audiofrequenza. L'eventuale residuo a radiofrequenza viene avviato a massa attraverso il condensatore C_2, sicchè nella resistenza di carico *Rc* è presente la

sola componente continua e la componente ad audiofrequenza della corrente di placca.

La caduta di tensione ai capi di *Rc* riproduce quindi la tensione modulante che, prelevata dopo il condensatore *Cb*, risulta priva anche della componente continua.

Il rivelatore per caratteristica di placca ha una elevata sensibilità a causa dell'amplificazione del tubo, ed ha anche una buona selettività perchè il circuito accordato *L C*, non dovendo mai fornire energia alla griglia, ha una elevata cifra di merito e quindi una curva di risonanza piuttosto appuntita.

Per contro ha una fedeltà piuttosto scarsa, a causa della non linearità della caratteristica mutua, soprattutto se il segnale modulato applicato in griglia ha un'ampiezza troppo bassa o talmente alta da comportare l'amplificazione nel tratto curvo rispettivamente inferiore della caratteristica o superiore al limite della saturazione.

3 - Rivelatore per caratteristica di griglia.

Il circuito del rivelatore per caratteristica di griglia, rappresentato in fig. 7-5, è analogo al circuito di un rivelatore a diodo seguito dal preamplificatore, con la differenza che entrambi i circuiti sono realizzati mediante un solo tubo.

Dal momento che il circuito di griglia, comprendente il circuito accordato d'ingresso $L_1 C_1$ e il gruppo *Rg Cg* di rivelazione, può considerarsi del tutto identico ai circuiti di rivelazione a diodo di fig. 7-1a e fig. 7-2a, la griglia del triodo si comporta in maniera identica alla placca del diodo.

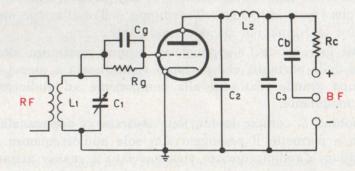



Fig. 7-5 - Rivelatore di ampiezza per caratteristica di griglia

Infatti durante le alternanze positive del segnale modulato RF la griglia assorbe corrente che, fluendo attraverso la resistenza *Rg*, provoca una caduta di tensione che carica la capacità *Cg*.

Durante le alternanze negative, la corrente di griglia diminuisce e si annulla, e la capacità *Cg* si scarica parzialmente attraverso *Rg*.

Se la costante di tempo è opportunamente scelta, avviene, come per i rivelatori a diodo, che la tensione tra le armature del condensatore *Cg* oscilla attorno al valore dei picchi della tensione modulata riproducendo all'incirca la forma del segnale modulante. Tale segnale, presente quindi ai capi del gruppo *Rg Cg*, essendo applicato alla griglia del triodo, viene da questo amplificato.

Evidentemente l'amplificazione non si svolge a tutto vantaggio del segnale ad audiofrequenza in quanto, per la seghettatura di questo e per la presenza delle armoniche dovute alla non linearità della caratteristica mutua, compaiono nel circuito di placca anche segnali a radiofrequenza.

Inserendo nel circuito anodico il sistema filtrante, costituito dal filtro passa-basso $C_2 L_2 C_3$, che elimini le componenti ad alta frequenza, è possibile ottenere in uscita, amplificato, il solo segnale ad audiofrequenza.

Il rivelatore a caratteristica di griglia ha una considerevole sensibilità in quanto il segnale rivelato viene contemporaneamente amplificato; ha invece scarsa selettività a causa della corrente di griglia che, costituendo un carico del circuito accordato d'ingresso, ne diminuisce il fattore di merito; ha però una buona linearità di responso su una gamma di segnali piuttosto ampia.

66 - SISTEMI DI RIVELAZIONE DI AMPIEZZA CON DIODI A CRISTALLO E CON TRANSISTORI

I circuiti rivelatori per segnali modulati in ampiezza che impiegano diodi a cristallo, sono del tutto analoghi a quelli che impiegano i diodi termoionici.

Lo schema di fig. 7-6 rappresenta un rivelatore con diodo a cristallo, seguito da un preamplificatore a transistore. Il segnale modulato RF, presente ai capi del circuito risonante $L_1 C_1$, è applicato al

diodo a cristallo e viene da questi rettificato. Se non vi fosse il condensatore C_2 la corrente nella resistenza *Rb* sarebbe costituita da una serie di impulsi che si susseguirebbero con ritmo uguale alla frequenza del segnale RF e con un'ampiezza istantanea proporzionale al valore di picco di ciascun ciclo della tensione modulata.

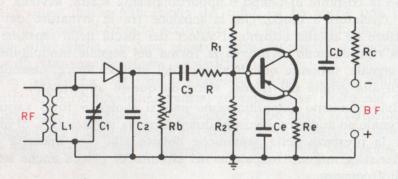



FIG. 7-6 - Rivelatore di ampiezza con diodo a cristallo ed amplificatore *BF* a transistore

Il condensatore C_2 e il resistore *Rb* costituiscono il gruppo di rivelazione che, come abbiamo detto a proposito dei rivelatori a tubi termoionici, smorza gli impulsi della corrente di uscita.

Infatti la carica del condensatore C_2, a causa della costante di tempo $C_2 Rb$ opportunamente scelta, segue i valori di picco del segnale a radiofrequenza, per cui la tensione sviluppata ai capi di *Rb*, dovuta alle variazioni della corrente rivelata, risulta costituita da una componente alternativa che varia conformemente al segnale modulante, e da una componente continua proporzionale al valore medio del segnale applicato.

Soppressa la componente continua mediante il condensatore C_3, il segnale ad audiofrequenza ottenuto viene applicato allo stadio preamplificatore BF costituito da un transistore.

La resistenza *R* serve per adattare la piccola impedenza d'ingresso del transistore, all'impedenza di uscita del rivelatore.

Un sistema del tutto analogo a quello di rivelazione per caratteristica di placca di un triodo, può essere realizzato anche con i transistori.

Il circuito rivelatore rappresentato in fig. 7-7 può essere definito un rivelatore per caratteristica di collettore. Esso è sostanzialmente uno stadio amplificatore che impiega un transistore del tipo *pnp* con emettitore a massa.

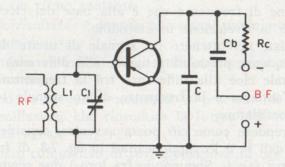



Fig. 7-7 - Rivelatore di ampiezza per caratteristica di collettore

La base non è polarizzata (funzionamento in classe B) per cui, in assenza di segnale a radiofrequenza, non circola alcuna corrente di collettore.

Quando invece tra base ed emettitore agisce il segnale modulato RF fornito dal circuito risonante L_1 C_1, avviene che durante il semiperiodo negativo il transistore conduce, mentre durante il semiperiodo positivo il transistore non conduce perchè viene a trovarsi in interdizione.

Avviene cioè che durante l'alternanza negativa del segnale RF circola una certa corrente di base che determina una certa corrente di collettore. Questa, come la corrente anodica del triodo, deve venire filtrata per separare la componente a BF da quella a RF e da quella continua.

Allo scopo viene disposto nel circuito di collettore un condensatore *C* che, opponendo una elevata reattanza alla componente BF e una piccola reattanza alla componente RF, avvia quest'ultima verso massa, mentre la componente continua e la componente BF fluiranno nella impedenza di carico *Rc*. Un condensatore *Cb*, posto in uscita, blocca anche la componente continua, sicchè il segnale di uscita può ritenersi costituito dalla sola tensione modulante BF.

67 - RIVELATORI IN ETERODINA

Un sistema di rivelazione che riveste un particolare interesse sia per il fenomeno su cui si basa che per le sue applicazioni, quali principalmente la ricezione di segnali non modulati (onda costante) e la conversione di frequenza che è alla base dei ricevitori in supereterodina, è la *rivelazione in eterodina.*

Essa consiste nell'ottenere un segnale di uscita dal rivelatore avente una frequenza prestabilita uguale alla differenza di altre due frequenze, uguale cioè alla differenza tra la frequenza del segnale in arrivo dall'antenna e la frequenza di un segnale fornito localmente da un oscillatore.

Per comprendere come ciò possa avvenire, consideriamo i due segnali sinusoidali V_1 e V_2 rappresentati in fig. 7-8, di frequenza leggermente diversa f_1 e f_2. Sommando fra loro i due segnali si ottiene un'oscillazione la cui ampiezza varia ritmicamente con una frequenza uguale alla differenza $f_1 - f_2$ se $f_1 > f_2$, oppure $f_2 - f_1$ se $f_2 > f_1$.

Il fenomeno è evidente se si considera che, in ogni istante, le alternanze dei due segnali si sommano o si sottraggono in ampiezza secondo che siano in fase o sfasate.

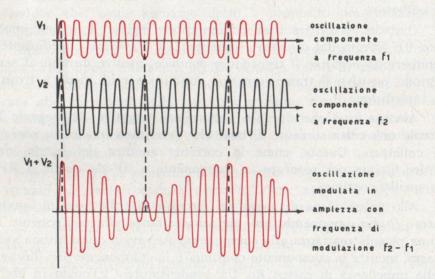



FIG. 7-8 - Componendo l'oscillazione a frequenza f_1 con l'oscillazione a frequenza f_2 si ottiene l'oscillazione modulata in ampiezza a frequenza f_2-f_1 (battimento)

Se sono in fase l'ampiezza risultante è la somma delle loro ampiezze, se sono in opposizione di fase l'ampiezza risultante è data invece dalla differenza tra le loro ampiezze.

Inoltre, essendo le due frequenze di valore costante, gli istanti in cui i due segnali sono in fase, oppure in opposizione, si susseguono con un ritmo costante.

Il segnale risultante è dunque un segnale modulato con frequenza di modulazione $f_2 - f_1$.

Alle ritmiche variazioni di intensità del segnale risultante si dà il nome di *battimenti.*

Applicando al segnale modulato il processo di rivelazione si ottiene un'oscillazione che riproduce la forma dell'inviluppo avente una frequenza uguale a $f_2 - f_1$.

Al processo cumulativo di *sovrapposizione* di due segnali di frequenza f_1 ed f_2 e di *rivelazione* del segnale modulato risultante si dà il nome di *rivelazione in eterodina.*

Un semplice circuito di un rivelatore in eterodina particolarmente adatto alla ricezione fonica di segnali non modulati, quali sono p.e. i segnali radiotelegrafici, è indicato in fig. 7-9.

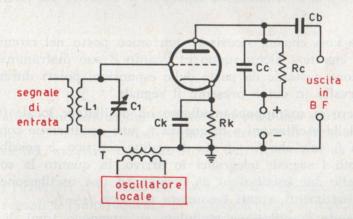



FIG. 7-9 - Circuito di un rivelatore in eterodina per rivelare segnali non modulati

I segnali radiotelegrafici non modulati consistono in un'onda portante non modulata manipolata a intervalli, sono cioè costituiti da un susseguirsi di treni di oscillazioni di ampiezza costante e della

durata pari ai punti e alle linee di un codice internazionale che, di solito, è il codice Morse.

Tali segnali, se vengono applicati ad un normale rivelatore, provocano solamente un aumento della componente continua della corrente anodica durante il tempo corrispondente alla durata di ciascun segnale.

In fig. 7-10a è rappresentato il tipo di segnale applicato alla griglia del tubo (nel caso specifico corrisponde al punto, alla linea e al punto della lettera *r*), mentre la fig. 7-10b rappresenta la corrente anodica che fluisce nel circuito di placca.

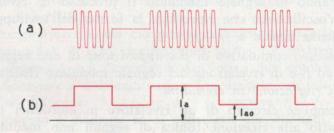



FIG. 7-10 - Rivelazione diretta di segnali non modulati

Si ha così che un ricevitore telefonico posto nel circuito anodico non emetterà alcun suono in quanto il suo diaframma subirà un'attrazione costante da parte delle espansioni polari durante l'intero intervallo in cui è presente il segnale.

Se però si sovrappone mediante un oscillatore locale (fig. 7-9) ai treni delle oscillazioni a frequenza f_1, una oscillazione continua a frequenza f_2, tale che $f_2 - f_1$ sia di ordine acustico, è possibile rendere udibili i segnali telegrafici in arrivo, in quanto la sovrapposizione delle due oscillazioni dà origine ad una oscillazione modulata dai battimenti aventi frequenza acustica $f_2 - f_1$.

Rivelando l'oscillazione modulata si ottengono treni di oscillazioni ad audiofrequenza, come rappresentato in fig. 7-11, che producono nel ricevitore i voluti segnali acustici corrispondenti ai primitivi punti e linee.

Generalmente la frequenza f_2 dell'oscillatore locale è scelta di valore tale da produrre una frequenza di battimento di 1000 Hz.

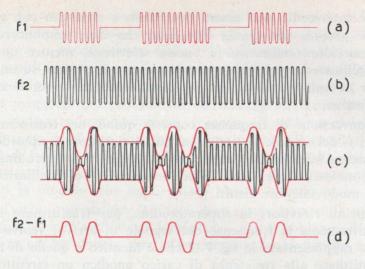



FIG. 7-11 - Rivelazione in eterodina di segnali non modulati

Se, per es., la frequenza dei segnali radiotelegrafici è di 800 KHz, la frequenza dell'oscillatore locale dovrà essere di 799 KHz (oppure di 801 KHz) per ottenere la frequenza di battimento di 1000 Hz.

68 - CONVERSIONE DI FREQUENZA - CONVERTITORI E MESCOLATORI

Un'altra applicazione del rivelatore in eterodina particolarmente importante per il nostro studio è la *conversione di frequenza* che è alla base dei moderni radioricevitori, detti *ricevitori in supereterodina*.

Tali ricevitori si servono del rivelatore in eterodina per trasformare i segnali a radiofrequenza di qualsiasi stazione trasmittente su cui il ricevitore è sintonizzato in un solo segnale di frequenza più bassa, detta *frequenza intermedia*, che si amplifica poi per mezzo di un amplificatore, detto *amplificatore di media frequenza* o di *frequenza intermedia*, o semplicemente *intermedio*.

Il vantaggio principale che comporta la conversione di frequenza dei segnali in arrivo in una sola frequenza intermedia, è che l'am-

plificatore intermedio può essere progettato e costruito con grande precisione proprio per quella frequenza che deve amplificare, con conseguente alto rendimento e buona selettività, mentre un ordinario amplificatore a RF, progettato per essere accordato su un vasto intervallo di radiofrequenze, ha un rendimento molto minore ed è meno selettivo.

La conversione di frequenza consiste quindi nel trasformare la frequenza f_1 del segnale in arrivo su cui il ricevitore è accordato in una frequenza intermedia f_i mediante il rivelatore in eterodina, cioè mediante un oscillatore locale la cui frequenza f_2 di oscillazione sia scelta in modo tale che risulti $f_i = f_2 - f_1$.

Nei primi ricevitori in supereterodina, per trasformare in frequenza intermedia le frequenze del segnale in arrivo, veniva usato il circuito rappresentato in fig. 7-12 che è identico a quello di fig. 7-9 se si sostituisce alla resistenza di carico anodico un circuito risonante rigorosamente accordato sulla frequenza intermedia che si desidera ottenere.

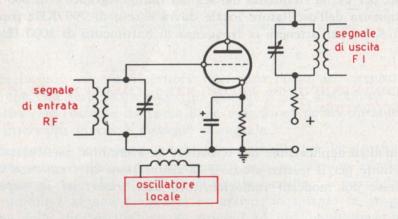



Fig. 7-12 - Circuito di un rivelatore in eterodina per la conversione di frequenza

È però importantissimo osservare che nella conversione di frequenza il segnale in arrivo non è più un segnale di ampiezza costante, come quello considerato nel paragrafo precedente, ma è un segnale modulato secondo l'informazione del suono trasmesso.

È evidente allora che l'utilizzazione della conversione di frequenza nei radioricevitori è resa possibile solo se il cambiamento di frequenza non altera la modulazione, cioè se l'oscillazione a frequenza intermedia risulta modulata nello stesso modo in cui è modulata l'oscillazione in arrivo a frequenza f_1.

La proprietà del processo di conversione di frequenza di mantenere inalterata la modulazione, è messa in evidenza dal fatto che l'oscillazione modulata in arrivo è un insieme di oscillazioni sinusoidali di frequenza diversa (portante e bande laterali), che vengono traslate contemporaneamente su uno spettro di frequenze più basso, per cui la modulazione non subisce alcuna alterazione.

Un'altra osservazione di rilievo deve essere fatta sulla scelta della frequenza f_2 dell'oscillatore locale che, come abbiamo detto, deve produrre un battimento con la frequenza f_1, tale che sia $f_2 - f_1 = f_i$ desiderata.

In pratica, nella gamma delle onde medie, che si estende da 500 KHz a 1500 KHz, la frequenza intermedia adottata è di 460 KHz.

La frequenza dell'oscillatore locale può essere più alta o più bassa di quella del segnale ricevuto di una quantità pari a 460 KHz.

Se però si usa una frequenza maggiore, l'intera gamma dell'oscillatore locale deve estendersi da $500 + 460 = 960$ KHz a $1500 + 460 =$ $= 1960$ KHz.

Ciò rappresenta un rapporto di circa 2 : 1, ossia $1960 : 960 = 2$ circa.

Se si usa una frequenza minore, l'oscillatore locale deve coprire una gamma che si estende da $500 - 460 = 40$ KHz a $1500 - 460 =$ $= 1040$ KHz, con un rapporto di 26 : 1, essendo $1040 : 40 = 26$.

In questo secondo caso il condensatore variabile dell'oscillatore locale dovrebbe avere un rapporto tra la capacità minima e la capacità massima talmente elevato da non essere praticamente realizzabile.

Per questo motivo l'oscillatore locale funziona, di norma, con una frequenza più elevata di quella del segnale da ricevere e deve inoltre rispondere nel modo migliore alle esigenze imposte dalla larghezza della gamma interessata, dalla stabilità di frequenza generata, dalla costanza della tensione di uscita e dall'allineamento (che verrà trattato in seguito).

Soprattutto per quanto riguarda la stabilità della frequenza dobbiamo osservare che la frequenza dell'oscillatore può essere influenzata da altre frequenze dei segnali in arrivo.

Tale inconveniente può essere eliminato schermando i vari componenti del circuito e soprattutto scegliendo un sistema adeguato per accoppiare i segnali dell'oscillatore allo stadio rivelatore-amplificatore.

Lo schema di fig. 7-12 ad accoppiamento induttivo è oggi sostituito con circuiti che impiegano tubi pentagriglia, detti *convertitori e mescolatori,* con i quali è possibile realizzare tra il segnale in arrivo e il segnale dell'oscillatore locale un accoppiamento elettronico che meglio risponde allo scopo, permettendo quindi di ottenere prestazioni superiori a quelle dell'accoppiamento induttivo.

Un tipico circuito che fa uso di un *tubo convertitore pentagriglia* nel quale si esplica contemporaneamente la funzione di miscelatore e di oscillatore locale è rappresentato in fig. 7-13.

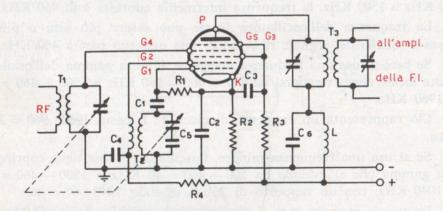



FIG. 7-13 - Conversione di frequenza con tubo convertitore pentagriglia

La prima e la seconda griglia funzionano come griglia e placca di un oscillatore, mentre le altre griglie e la placca funzionano da rivelatore-amplificatore a griglia schermo per rivelare l'uscita combinata del segnale in arrivo e di quello generato dall'oscillatore locale.

L'oscillatore di tipo Meissner produce l'oscillazione locale a frequenza f_2 usufruendo della sezione di tubo più interna, cioè del catodo K, della prima griglia di controllo G_1 e della seconda griglia G_2

che fa da anodo. La polarizzazione di G_1 è ottenuta con la resistenza di fuga R_1 e con il condensatore C_1, mentre la polarizzazione di G_2 (placca del circuito oscillatore) è determinata dalla resistenza R_4.

Il condensatore C_4 di disaccoppiamento avvia a massa le radiofrequenze perchè non influiscano sul potenziale di G_2.

Il segnale in arrivo a frequenza f_1 è applicato alla griglia G_4, che fa da seconda griglia controllo, attraverso il trasformatore in aria accordato T_1. La griglia G_4 è polarizzata per la rivelazione mediante il gruppo catodico $R_2 C_2$. Le griglie G_3 e G_5, portate a potenziale positivo attraverso la resistenza R_3 (C_3 è ancora un condensatore di disaccoppiamento), assolvono alla funzione di griglie schermo.

Il flusso elettronico che dal catodo giunge sulla placca è controllato prima dalla griglia G_1, a cui è applicata la tensione a frequenza f_2 dell'oscillatore locale, e poi dalla griglia G_4 a cui è applicata la tensione a frequenza f_1 del segnale in arrivo da convertire, per cui la corrente anodica contiene una componente a frequenza intermedia $f_i = f_2 - f_1$, oltre ad altre componenti a frequenza diversa.

Il circuito anodico costituito dal filtro di banda accordato sulla sola frequenza intermedia elimina tutte le altre componenti, per cui all'uscita si ottiene la voluta oscillazione a f_i modulata come l'oscillazione di entrata ed amplificata rispetto ad essa.

Nel convertitore pentagriglia ora descritto il flusso elettronico che, sotto il controllo della griglia G_1, pulsa alla frequenza delle oscil-

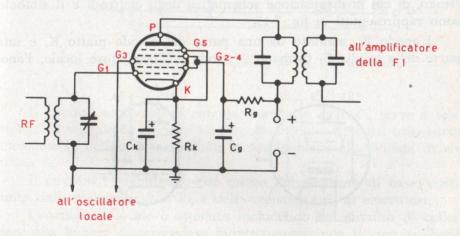



Fig. 7-14 - Conversione di frequenza: tubo mescolatore pentagriglia

lazioni locali, influisce sul potenziale base della griglia G_4 che dovrebbe subire invece solo le variazioni dovute alle oscillazioni in arrivo.

Tale inconveniente diventa sempre più rilevante via via che la frequenza aumenta e che la differenza tra le frequenze del segnale in arrivo e del segnale locale diminuisce.

Questo inconveniente può essere in gran parte eliminato con il circuito che fa uso di un *tubo mescolatore pentagriglia,* rappresentato in fig. 7-14.

Il segnale in arrivo a frequenza f_1 è applicato alla griglia più interna G_1, mentre le oscillazioni locali a frequenza f_2, generate da un tubo separato, vengono applicate alla griglia G_3. In tal modo l'oscillatore locale non può influenzare la griglia controllo G_1; se mai è il segnale in arrivo che può reagire sull'oscillatore locale attraverso la griglia G_3, ma poichè l'intensità del segnale dell'oscillatore supera normalmente di molte volte quella del segnale in arrivo, la reazione tra i due segnali è trascurabile.

La corrente anodica risulta così costituita anche da una componente a frequenza intermedia $f_i = f_2 - f_1$, che viene isolata dal filtro di banda accordato sulla frequenza f_i.

Per eliminare la reazione tra il circuito di entrata e l'oscillatore locale, la conversione di frequenza può essere ottenuta anche con un altro tipo di tubo termoionico costituito dalla combinazione *esodo-triodo,* di cui la disposizione schematica degli elettrodi e il simbolo sono rappresentati in fig. 7-15.

L'anodo P_1, montato da una parte del catodo piatto K, e una parte della griglia G_1 formano il triodo dell'oscillatore locale; l'ano-

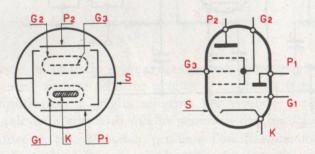



FIG. 7-15 - Disposizione schematica degli elettrodi e simbolo del triodo-esodo

do P_2, l'altra parte di G_1 e la griglia di comando G_3, completamente schermata da G_2, montati dall'altra parte del catodo K, formano il pentodo del circuito d'ingresso.

Poichè il segnale in arrivo è applicato alla griglia G_3, il funzionamento è analogo a quello del convertitore pentagriglia, ma la particolare struttura del triodo-esodo è tale da evitare le reciproche influenze fra l'oscillazione locale e l'oscillazione in arrivo.

Gli schermi metallici S, collegati all'involucro metallico del tubo, sono tenuti a potenziale catodico.

I circuiti per la conversione di frequenza vengono attuati anche con i transistori, ma sono praticamente limitati a pochi sistemi di miscelazione imposti dall'elemento a tre elettrodi, quale è il transistore.

Il circuito di fig. 7-16 fa uso di un solo transistore del tipo ad alta frequenza per le due funzioni di oscillatore e di mescolatore.

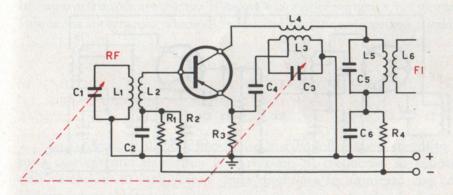



FIG. 7-16 - Convertitore di frequenza ad un solo transistore

Il circuito accordato di entrata, costituito da $L_1 C_1$, serve a selezionare il segnale da ricevere e ad applicarlo alla base del transistore mediante la bobina L_2 accoppiata induttivamente alla bobina di antenna L_1.

Il circuito è stabilizzato per mezzo del partitore di base, costituito dalle resistenze R_1 e R_2, e della resistenza R_3 di emettitore.

L'oscillatore locale è ottenuto includendo nel circuito di collettore una bobina L_4 accoppiata induttivamente con il circuito oscillante accordato $L_3 C_3$ e rinviando sull'emettitore le tensioni indotte

su questo circuito attraverso la capacità C_4. La posizione della presa intermedia sull'avvolgimento L_3 determina il grado di reazione positiva.

In tal modo il segnale a radiofrequenza f_1 proveniente dalla stazione trasmittente e applicato alla base è abbinato con l'oscillazione locale di frequenza f_2 applicata all'emettitore, sicchè la corrente risultante di collettore, tra le altre frequenze, contiene quella intermedia $f_i = f_2 - f_1$, che viene selezionata dal circuito accordato $L_5 C_5$ e applicata induttivamente per mezzo di L_6 all'amplificatore di FI.

I condensatori variabili C_1 del circuito a radiofrequenza e C_3 dell'oscillatore locale sono generalmente a comando unico.

Con lo schema di fig. 7-17 la conversione di frequenza viene effettuata con due transistori: uno con la funzione di oscillatore, l'altro con la funzione di mescolatore.

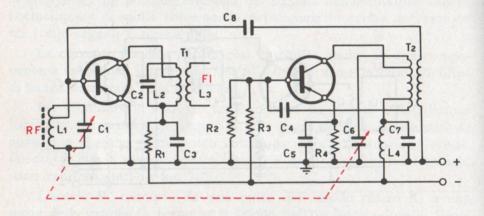



FIG. 7-17 - Convertitore di frequenza a due transistori

L'oscillatore utilizza un trasformatore T_2 con primario a prese multiple allo scopo di ottenere un migliore adattamento di impedenza e quindi un aumento della stabilità e della potenza di uscita.

C_6 è il condensatore variabile dell'oscillatore montato coassiale con il condensatore C_1 del circuito accordato d'ingresso.

La bobina L_4 blocca le radiofrequenze verso la batteria.

L'oscillazione è mantenuta dalla tensione di collettore retrocessa sulla base attraverso la capacità C_4.

La sezione mescolatrice è costituita dal circuito di entrata $L_1 C_1$ (L_1 è la bobina di antenna a nucleo di ferrite) accordato sulla frequenza del segnale da ricevere e dal circuito di uscita $L_2 C_2$ accordato sulla media frequenza FI. L'uscita dell'oscillatore è accoppiata al mescolatore a mezzo dell'avvolgimento secondario del trasformatore T_2 e del condensatore C_8 collegato alla base del transistore mescolatore dove è pure presente la tensione del segnale in arrivo.

La corrente di collettore viene così a contenere, tra le altre frequenze, quella dovuta al battimento fra la frequenza del segnale e quella dell'oscillatore che viene selezionata dal circuito $L_2 C_2$ e applicata per accoppiamento induttivo all'amplificatore di FI. Anche la presa intermedia sul primario del trasformatore T_1 ha lo scopo di ottenere un migliore adattamento di impedenza.

Per il fatto che il funzionamento dei miscelatori e dei convertitori è analogo a quello di un rivelatore, lo stadio che in un ricevitore in supereterodina trasforma il segnale a radiofrequenza nel segnale a frequenza intermedia, viene di frequente denominato *primo rivelatore.*

69 - SISTEMI DI RIVELAZIONE DI SEGNALI MODULATI IN FREQUENZA CON TUBI TERMOIONICI

La rivelazione di onde modulate in frequenza viene di solito ottenuta convertendo dapprima le variazioni di frequenza in proporzionali variazioni di ampiezza. L'onda modulata in ampiezza che così si ottiene, viene successivamente applicata ad un normale rivelatore per modulazione di ampiezza.

Il circuito elettronico che realizza la trasformazione del segnale modulato in frequenza in un segnale modulato in ampiezza prende il nome di *discriminatore.*

Il più semplice tipo di discriminatore è quello illustrato in figura 7-18a, detto *rivelatore a pendenza.* Esso consiste in un normale amplificatore a radiofrequenza, il cui circuito oscillatorio anodico *LC* è accordato su una frequenza *f* maggiore della frequenza *fo* della portante modulata applicata in griglia. Sappiamo che l'intensità della corrente oscillante è massima alla frequenza di risonanza del circuito *LC* e diminuisce con l'aumentare e con il diminuire della frequenza, se-

condo l'andamento della curva di risonanza rappresentata in fig. 7-18b (Vol. I - § 80).

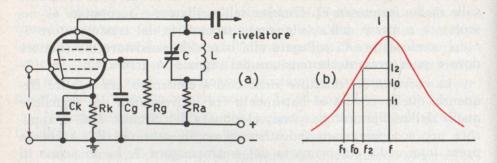



FIG. 7-18 - Amplificatore *RF* disaccordato usato come discriminatore

Pertanto, se le variazioni della frequenza istantanea del segnale applicato coprono una gamma inferiore alla frequenza su cui il circuito oscillante è accordato, la corrente oscillatoria subisce delle variazioni di intensità proporzionali alle variazioni di frequenza del segnale applicato, purchè, s'intende, il tratto interessato della curva di risposta possa considerarsi rettilineo.

L'ampiezza del segnale di uscita quindi aumenta o diminuisce a seconda che la frequenza del segnale di entrata aumenta o diminuisce. Se tale segnale modulato in ampiezza viene applicato ad un normale rivelatore a diodo, si ottiene una tensione di uscita corrispondente alla componente modulante del segnale in arrivo.

In pratica, poichè il lato della curva di risonanza del circuito *LC* non può essere considerato esattamente lineare, fatta eccezione che per un campo di frequenze molto limitato, questo dispositivo non viene quasi più utilizzato ed è sostituito da circuiti più complessi, ma assai più efficienti, quali il discriminatore di Foster-Seeley e i rivelatori a rapporto.

Sia l'uno che gli altri, per trasformare le deviazioni di frequenza del segnale in arrivo, già convertito in frequenza intermedia, in proporzionali variazioni di ampiezza, fanno uso di un filtro di banda a due uscite, cioè di un trasformatore T a radiofrequenza accordato sia sul primario L_1 che sul secondario L_2 mediante i condensatori rispettivamente C_1 e C_2, come rappresentato in fig. 7-19.

Il circuito $L_1 C_1$ rappresenta dunque il circuito di uscita dell'amplificatore di frequenza intermedia. Il secondario L_2 porta una presa centrale collegata all'estremo del circuito $L_1 C_1$ attraverso la capacità C_3, e a massa attraverso l'induttanza L_3.

Il condensatore C_3 ha la funzione di bloccare la tensione continua anodica, impedendole di giungere al secondario, mentre l'impedenza a radiofrequenza L_3, per ora collegata direttamente a massa, costituirà, nei discriminatori, il circuito di ritorno per la componente continua della corrente rettificata dai diodi rivelatori.

Il principio di funzionamento dei discriminatori e dei rivelatori a rapporto è basato sullo spostamento di fase che subiscono le tensioni E_3 ed E_4 rispetto alla tensione E_1, e quindi sull'ampiezza che assumono le tensioni di uscita E_5 ed E_6.

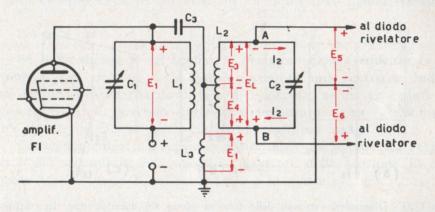



Fig. 7-19 - Accoppiamento a filtro di banda a due uscite

Consideriamo dunque il circuito di fig. 7-19. Il condensatore C_3 è scelto in modo da presentare alla frequenza di ingresso una reattanza trascurabile, sicchè la bobina L_3 risulta, per le radiofrequenze, in parallelo con l'avvolgimento primario L_1 e ai suoi estremi si manifesta perciò la stessa tensione primaria E_1 del segnale di ingresso.

La tensione E_1, applicata al circuito $L_1 C_1$, induce nel secondario del trasformatore una tensione E_2 sfasata di 180° rispetto ad E_1. Nel circuito $L_2 C_2$ si ha così una corrente I_2 che varia di fase rispetto ad E_2 con il variare della frequenza del segnale di ingresso rispetto alla frequenza su cui sono sintonizzati i circuiti $L_1 C_1$ ed $L_2 C_2$.

Nei normali ricevitori a modulazione di frequenza il valore della frequenza intermedia su cui è sintonizzato il filtro di banda è di 10,7 MHz.

Esaminiamo allora separatamente i casi in cui la frequenza fi del segnale di ingresso è uguale, maggiore o minore della frequenza fo di risonanza del circuito $L_2 C_2$.

a) Per $fi = fo$.

In questo caso il circuito $L_2 C_2$, alimentato alla frequenza fi uguale alla frequenza fo di risonanza, si comporta da circuito puramente ohmico, per cui la corrente I_2 è in fase con E_2, come rappresentato nel grafico di fig. 7-20a.

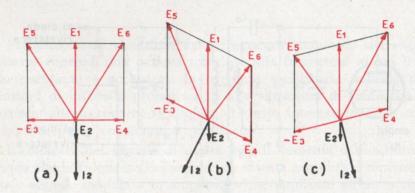



FIG. 7-20 - Diagrammi vettoriali delle tensioni agenti nel discriminatore. In corrispondenza della frequenza portante su cui il discriminatore è sintonizzato $E_5 = E_6$ (a), per frequenze maggiori $E_5 > E_6$ (b), per frequenze minori $E_5 < E_6$ (c)

La corrente I_2 provoca nella bobina L_2 una caduta di tensione E_L di valore molte volte maggiore del valore della tensione indotta E_2 (ricordiamo $E_L = QE_2$, Vol. I - § 78), e che può considerarsi reattiva e quindi sfasata di 90° in anticipo su I_2, se la resistenza ohmica del circuito è sufficientemente bassa (Q molto alto).

Poichè la tensione E_L è divisa dalla presa centrale del secondario L_2 in due parti uguali E_3 ed E_4, che devono essere entrambe sfasate di 90° rispetto ad I_2, stando ai segni + e — delle tensioni e al senso delle frecce per le correnti, si ha che la tensione E_4 che appare tra

l'estremo inferiore della bobina L_2 e la presa centrale è positiva, mentre la tensione E_3 che appare tra l'estremo superiore e la stessa presa centrale è negativa, cioè in opposizione ad E_4.

Evidentemente ciascuna tensione di uscita è data dalla somma vettoriale tra la tensione E_1 che appare ai capi di L_3 e la tensione ai capi di una metà della bobina secondaria.

Si ha cioè che la tensione E_5 tra l'estremo A del secondario e la massa è data dalla somma geometrica di E_1 con $-E_3$, mentre la tensione E_6 tra l'estremo B del secondario e la massa è data dalla somma geometrica di E_1 con E_4.

Dal grafico di fig. 7-20a appare chiaramente che le due tensioni di uscita E_5 ed E_6 sono uguali, per cui si deduce che *quando la frequenza del segnale in arrivo è uguale alla frequenza su cui è accordato il circuito $L_2 C_2$, le due tensioni di uscita sono uguali tra loro.*

b) Per $fi > fo$.

Se la frequenza fi del segnale è maggiore della frequenza fo di risonanza del circuito $L_2 C_2$, questo presenta una reattanza induttiva che provoca un ritardo di fase di I_2 rispetto ad E_2. Le cadute di tensione E_3 ed E_4 dovendo rimanere in quadratura con I_2, risultano pure sfasate in ritardo su E_2, come rappresentato in fig. 7-20b.

Conseguentemente la tensione di uscita E_5 che appare tra l'estremo A del secondario e la massa è maggiore della tensione E_6 che appare tra l'estremo B del secondario e la massa.

c) Per $fi < fo$.

Quando la frequenza fi del segnale applicato è inferiore alla frequenza fo di risonanza del circuito $L_2 C_2$, questo presenta una reattanza capacitiva che provoca un anticipo di fase della corrente I_2 sulla tensione indotta E_2. Anche le cadute di tensione E_3 ed E_4 risultano ugualmente sfasate in anticipo su E_2, per cui la tensione di uscita E_5 risulta minore della tensione di uscita E_6, come rappresentato in fig. 7-20c.

Si deduce allora che *quando la frequenza del segnale varia con la modulazione le due tensioni di uscita diventano disuguali.*

Ciò premesso possiamo ora descrivere i circuiti relativi al discriminatore di Foster-Seeley e ai rivelatori a rapporto simmetrici e asimmetrici.

1 - Discriminatore a spostamento di fase o di Foster-Seeley.

Il circuito del discriminatore di Foster-Seeley è rappresentato in fig. 7-21. In esso è immediatamente riconoscibile il filtro di banda a due uscite. La bobina L_3 a radiofrequenza però, anzichè essere collegata direttamente a massa, come supposto nello schema di fig. 7-19, è collegata al centro delle resistenze R_2 e R_3. Ma poichè anche i condensatori C_4 e C_5 hanno, come C_3, una reattanza trascurabile alla frequenza di risonanza, la bobina L_3, che fornisce il collegamento di ritorno per la componente continua raddrizzata dai due diodi, risulta ancora, per le radiofrequenze, in parallelo verso massa con l'avvolgimento primario L_1, per cui ai suoi estremi compare la stessa tensione primaria E_1 del segnale d'ingresso.

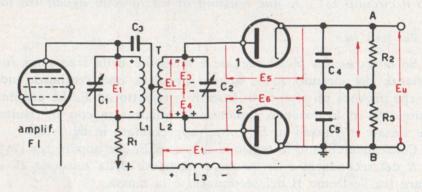



FIG. 7-21 - Discriminatore a spostamento di fase o di Foster-Seeley

Le tensioni E_5 ed E_6 di uscita del filtro di banda sono applicate ai due diodi che provvedono a rettificarle.

I gruppi catodici $R_2 C_4$ e $R_3 C_5$ provvedono invece a separare la componente a radiofrequenza dalle componenti ad audiofrequenza e continua contenute nel segnale rettificato. Infatti la componente continua e la modulante di ciascuna corrente raddrizzata fluiscono nelle resistenze R_2 e R_3, mentre le componenti a radiofrequenza possono attraversare i condensatori di fuga C_4 e C_5.

Poichè i due diodi sono tra loro in parallelo, le correnti nelle resistenze R_2 e R_3 hanno senso opposto, perciò la tensione di uscita *Eu* dal discriminatore, presa tra i punti A e B, risulta uguale alla diffe-

renza tra la caduta di tensione provocata in R_2 e la caduta di tensione in R_3.

Per quanto precedentemente detto risulta evidente che la tensione di uscita *Eu* varia in ampiezza conformemente alle variazioni di frequenza del segnale proveniente dall'amplificatore di FI. Infatti quando la frequenza *fi* del segnale corrisponde alla frequenza *fo* della portante (10,7 MHz) su cui sono sintonizzati i circuiti $L_1 C_1$ e $L_2 C_2$, le due tensioni E_5 ed E_6 applicate ai diodi sono uguali, e uguali sono le cadute nelle resistenze R_2 e R_3.

In tal caso la tensione *Eu* di uscita dal discriminatore è nulla.

Quando invece la frequenza *fi* del segnale, a causa della modulazione, aumenta, la tensione E_5 applicata al diodo 1 è maggiore della tensione E_6 applicata al diodo 2 e quindi anche la corrente raddrizzata fluente in R_2 è maggiore di quella fluente in R_3.

La tensione di uscita *Eu* non è più nulla, ma presenta il suo positivo rispetto al punto A, essendo la caduta di tensione in R_2 maggiore della caduta di R_3.

Se invece la frequenza *fi* del segnale diminuisce, la tensione E_5 applicata al diodo 1 è minore della tensione E_6 applicata al diodo 2 e la caduta di tensione in R_2 è inferiore a quella in R_3, per cui la tensione di uscita *Eu* presenta il suo positivo nel punto B.

Dunque la tensione di uscita presa tra i punti A e B varia in funzione della frequenza del segnale di ingresso.

Il grafico che dimostra l'andamento con cui varia la tensione di uscita in funzione della frequenza del segnale prende il nome di *curva di risposta del discriminatore.* Esso è ottenuto portando sulle ascisse di un sistema di assi cartesiani le deviazioni di frequenza $-f$ e $+f$ rispetto alla portante *fo* e sulle ordinate i corrispondenti valori delle tensioni di uscita, come rappresentato in fig. 7-22, in cui è evidente che la demodulazione è lineare.

Con una corretta progettazione degli elementi circuitali, la parte rettilinea della curva di risposta può essere estesa per una banda di frequenza almeno uguale alla frequenza di banda del segnale modulato in frequenza applicato al discriminatore.

In fig. 7-22 è inoltre illustrato il meccanismo di rivelazione.

Supponendo che la frequenza del segnale vari sinusoidalmente tra i valori $fo - f$ e $fo + f$, essendo *fo* la frequenza della portante,

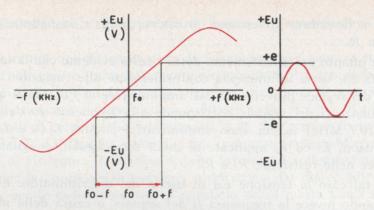



FIG. 7-22 - Curva di risposta di un discriminatore: ad una modulazione sinusoidale di frequenza del segnale di ingresso corrisponde una proporzionale variazione sinusoidale di ampiezza del segnale di uscita

l'ampiezza della tensione di uscita varia pure sinusoidalmente da $+e$ a $-e$, essendo zero la tensione corrispondente alla frequenza *fo*.

Il discriminatore di Foster-Seeley è sensibile oltre che alle variazioni di frequenza del segnale in arrivo, anche alle variazioni di ampiezza che inevitabilmente, a causa delle condizioni di propagazione e di interferenze, accompagnano il segnale modulato in frequenza, anche se questo viene trasmesso con ampiezza costante.

Pertanto il discriminatore deve essere sempre preceduto da uno o più stadi *limitatori di ampiezza*, capaci di eliminare qualsiasi modulazione di ampiezza, cioè di dare in uscita un segnale di ampiezza rigorosamente costante (v. § 70).

2 - Rivelatore a rapporto simmetrico.

Il principio di funzionamento del rivelatore o discriminatore a rapporto simmetrico è basato, come quello del discriminatore di Foster-Seeley sullo spostamento di fase che subiscono le tensioni E_3 ed E_4 rispetto alla tensione E_1, e quindi sulle variazioni di ampiezza che subiscono le tensioni E_5 ed E_6 di alimentazione dei due diodi in funzione della frequenza del segnale di ingresso.

Nel rivelatore a rapporto i due diodi sono però collegati in serie (fig. 7-23) e la corrente che percorre le resistenze R_2 ed R_3 fluisce sempre nella medesima direzione, quella indicata in figura dalle frecce.

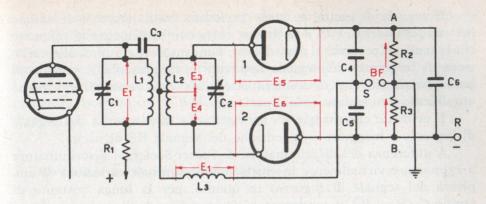



FIG. 7-23 - Il discriminatore a rapporto simmetrico

Quando la frequenza del segnale applicato corrisponde alla portante su cui sono sintonizzati i circuiti $L_1 C_1$ e $L_2 C_2$, ai capi del secondario L_2 si sviluppano le due tensioni E_3 ed E_4, uguali tra loro ma in opposizione di fase rispetto alla presa centrale.

Tali tensioni, sommandosi vettorialmente con la tensione E_1 localizzata in L_3, determinano due tensioni uguali (E_5 ed E_6) di alimentazione dei diodi, che vengono da questi rettificate. Essendo i due diodi in serie, le due correnti uguali che fluiscono nelle resistenze R_2 e R_3 nella medesima direzione provocano due cadute di tensione uguali e della stessa polarità, sicchè la tensione presente tra i punti A e B equivale alla loro somma.

La capacità C_6 si carica con tale tensione. Dal momento che la costante di tempo $C_6 (R_2 + R_3)$ viene scelta di valore elevato rispetto alla frequenza acustica più bassa, la tensione presente ai capi di C_6 rimane costante e tale rimane la somma delle tensioni presenti ai capi dei condensatori C_4 e C_5.

Allorchè la frequenza della portante varia per effetto della modulazione, la tensione di alimentazione di un diodo aumenta, mentre quella dell'altro diodo diminuisce con conseguente variazione delle rispettive correnti anodiche.

Le tensioni ai capi di C_4 e di C_5 variano, mentre la loro somma rimane costante ed uguale alla tensione di carica del condensatore C_6, per effetto della lunga costante di tempo.

Il segnale di uscita, se viene prelevato tra il punto S di unione dei condensatori C_4 e C_5 e la massa, varia conformemente al *rapporto* tra le tensioni presenti ai capi dei due condensatori e quindi alle variazioni di frequenza del segnale applicato e rappresenta il segnale di bassa frequenza che si desidera ottenere e che verrà ulteriormente amplificato e mandato in altoparlante.

È evidente che maggiore è la variazione di frequenza del segnale di ingresso e maggiore è la tensione del segnale BF di uscita.

A differenza del discriminatore di Foster-Seeley, il discriminatore a rapporto è virtualmente insensibile alle eventuali variazioni di ampiezza del segnale di ingresso in quanto, per la lunga costante di tempo C_6 $(R_2 + R_3)$, il condensatore C_6 impedisce le fluttuazioni di tensione tra il punto A e il punto B, introducendo quindi una regolazione automatica del guadagno, sicchè la tensione di uscita non riesce a seguire le variazioni di ampiezza e il discriminatore non necessita del limitatore di ampiezza.

Tra il morsetto R e la massa è prelevabile una tensione negativa costante uguale a metà della tensione che si manifesta tra i punti A e B; essa viene utilizzata nei radioricevitori per effettuare la *regolazione automatica di sensibilità*, come vedremo al § 91.

Il discriminatore a rapporto di fig. 7-23 può essere modificato nel circuito di fig. 7-24, dove è stato tolto il condensatore C_3 di collegamento tra l'estremo dell'avvolgimento primario e la presa centrale dell'avvolgimento secondario e dove la bobina L_3 è un vero e proprio avvolgimento, detto *terziario*, accoppiato strettamente al primario nel quale viene indotta una tensione E_3 in fase con la tensione E_1 del segnale di ingresso.

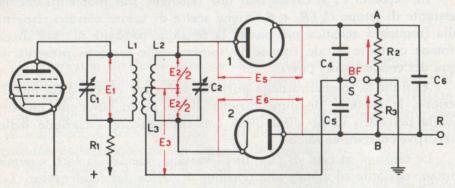



FIG. 7-24 - Rivelatore a rapporto simmetrico con avvolgimento terziario

Le tensioni di alimentazione dei diodi sono in tal caso date dalla somma delle due mezze tensioni secondarie $E_2/2$ uguali tra loro ed in opposizione di fase, non con la tensione primaria E_1, ma con la tensione terziaria E_3. Il discriminatore così modificato ha un comportamento identico a quello del discriminatore di fig. 7-23, ma offre una maggiore possibilità di adattamento di impedenza in relazione al dispositivo di regolazione automatica di guadagno.

3 - Rivelatore a rapporto asimmetrico.

Il rivelatore a rapporto asimmetrico, il cui circuito è rappresentato in fig. 7-25, differisce dal rivelatore a rapporto simmetrico per l'assenza del condensatore C_4 e della resistenza R_3.

Le tensioni E_5 ed E_6 che agiscono rispettivamente sul diodo 1 e sul diodo 2, sono date, come detto precedentemente, dalla somma vettoriale della tensione E, indotta nell'avvolgimento terziario L_3, rispettivamente con la tensione E_3 che appare tra l'estremo superiore e la presa centrale dell'avvolgimento secondario L_2, e la tensione E_4 che appare tra l'estremo inferiore e la stessa presa centrale, quando al circuito $L_1 C_1$ è applicata la tensione E_1 del segnale di ingresso.

Il filtro di banda a due uscite può quindi considerarsi l'equivalente di due generatori di segnali aventi l'uno la f.e.m. E_5 e l'altro la f.e.m. E_6.

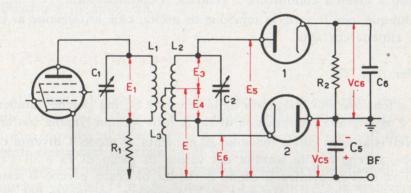



FIG. 7-25 - Rivelatore a rapporto asimmetrico con diodi termoionici

Per comprendere come la tensione di uscita, presa tra il morsetto BF e la massa, varia in ampiezza conformemente alle deviazioni di frequenza del segnale di entrata, consideriamo ancora i tre casi in cui la frequenza *fi* del segnale sia uguale, maggiore e minore della frequenza *fo* (frequenza della portante) su cui è sintonizzato il circuito $L_2 C_2$.

a) Per $fi = fo$

La tensione E_5 è uguale alla tensione E_6. Supponiamo che il diodo 2 cominci a condurre. La corrente da esso rettificata fluisce nel circuito: generatore equivalente E_6, diodo 2, capacità C_5, generatore E_6. Il condensatore C_5 si carica negativamente dal lato dell'anodo ad una tensione Vc_5 via via crescente fino ad un valore uguale al valore di picco della tensione E_6, che è anche il valore di picco della tensione E_5, essendo $E_5 = E_6$. Il diodo 2 cessa allora di condurre.

Il diodo 1 viene così a trovarsi sottoposto ad una tensione massima data dalla somma del valore di picco di E_5 con la tensione Vc_5 (uguale al valore di picco di E_6).

Il condensatore C_6 si carica allora ad una tensione Vc_6 uguale alla somma dei valori di picco di E_5 e di E_6, per cui anche il diodo 1 cessa di condurre.

La tensione tra le armature di C_6 si mantiene a causa della lunga costante di tempo $R_2 C_6$; ma anche la tensione ai capi di C_5 è costante, perchè in effetti, allorchè il condensatore C_5 comincia a scaricarsi, il diodo 2 diventa conduttore e ricarica il condensatore.

Dunque, per $fi = fo$, la tensione di uscita, cioè la tensione ai capi di C_5, rimane costante.

b) Per $fi > fo$.

La tensione E_5 è maggiore della tensione E_6, ma poichè l'aumento di E_5 è uguale alla diminuzione di E_6, la loro somma rimane costante.

Nell'istante in cui la tensione E_5 aumenta, il diodo 1 diventa conduttore, perchè ora la somma del valore di picco di E_5 e di Vc_5 è maggiore di Vc_6, mentre il diodo 2 risulta bloccato perchè il valore di picco di E_6 diventa inferiore a Vc_5. La corrente rettificata del diodo 1 carica ulteriormente il condensatore C_6 e scarica il condensatore C_5

fino a che la tensione Vc_5 uguaglia il nuovo valore di picco di E_6, oppure, il che è lo stesso, fino a che $E_5 + Vc_5 = E_5 + E_6$.

Poichè la somma $E_5 + E_6$ è rimasta costante, in effetti anche Vc_6 rimane costante, anche perchè, data la grande costante di tempo $R_2\,C_6$, la tensione tra le armature di C_6 non può seguire le variazioni delle tensioni E_5 ed E_6 che avvengono con il ritmo della modulante, cioè del segnale BF.

Anche in questo caso, se la scarica di C_5 dovesse continuare, il diodo 2 diventerebbe conduttore e ridonerebbe a C_5 le cariche perdute.

c) Per $fi < fo$

La tensione E_5 è minore di E_6. Il diodo 1 è bloccato, mentre il diodo 2 diventa conduttore, perchè il valore di picco di E_6 è maggiore di Vc_5. Il condensatore C_5 aumenta la sua carica fino a quando Vc_5 diventa uguale al valore di picco di E_6.

Poichè anche in questo caso la somma dei nuovi valori di picco di E_5 e di E_6 è costante, la tensione Vc_6 ai capi del condensatore C_6 rimane immutata.

È evidente allora che se si applica al circuito un segnale modulato in frequenza, la tensione Vc_5 varia proporzionalmente alle deviazioni di frequenza del segnale e quindi alle variazioni della modulante BF.

Il rivelatore a rapporto asimmetrico, come quello simmetrico, è insensibile alle eventuali variazioni di ampiezza del segnale di ingresso, in quanto, a causa della lunga costante di tempo $R_2\,C_6$, il condensatore C_6 smorza le fluttuazioni di tensione dovute ad una eventuale modulazione di ampiezza.

70 - LIMITATORI DI AMPIEZZA

All'entrata dei ricevitori sono normalmente presenti, con il segnale da ricevere, delle tensioni indesiderate, dette *parassite* o di *disturbo*, dovute ad interferenze esterne e a rumori causati dai componenti elettronici del circuito di ingresso.

Queste tensioni parassite possono considerarsi oscillazioni di alta frequenza variabili in modo disordinato e caotico sia in ampiezza che in frequenza, che, sovrapponendosi al segnale da rivelare, ne modulano sia l'ampiezza che la frequenza.

L'esperienza dimostra che nei radioricevitori a MF, le deviazioni di frequenza dovute alle tensioni parassite non provocano generalmente sensibili distorsioni nel segnale BF di uscita, mentre le variazioni di ampiezza devono essere assolutamente evitate se si vuole ottenere una riproduzione fedele.

Mentre nei rivelatori a rapporto l'azione limitatrice di ampiezza viene esplicata direttamente dallo stesso circuito rivelatore, nei discriminatori del tipo di Foster-Seeley occorre intercalare tra l'amplificatore di frequenza intermedia e lo stesso discriminatore un limitatore di ampiezza, che consenta di ottenere, in qualsiasi circostanza, un segnale a frequenza intermedia di ampiezza costante, qualunque siano le variazioni di ampiezza del segnale applicato.

Tra i molti circuiti limitatori che si possono realizzare, esaminiamo i principali, quelli cioè di più largo impiego.

a) **Limitatori a diodi.**

Consideriamo il circuito di fig. 7-26a. Il diodo è polarizzato positivamente sul catodo dalla batteria Eb ed è posto in parallelo al circuito oscillante $L_1 C_1$ che rappresenta il circuito di uscita dell'amplificatore di FI.

Supponiamo che un segnale modulato in frequenza e di ampiezza non costante, come quello rappresentato in fig. 7-26b, venga indotto nel circuito $L_1 C_1$.

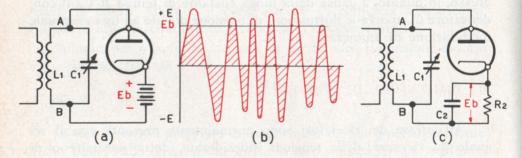



FIG. 7-26 Limitatore di ampiezza a diodo

Quando l'ampiezza del segnale è uguale o minore della f.e.m. *Eb* della batteria, detta *tensione di soglia*, il diodo non conduce, perchè l'anodo non può diventare positivo rispetto al catodo.

Quando invece l'ampiezza del segnale supera il valore della f.e.m. *Eb*, il tubo conduce solo in corrispondenza dei semiperiodi che conferiscono al punto A il potenziale positivo. Il circuito oscillante allora, proprio durante tali semiperiodi, è smorzato in quanto, se si trascura la resistenza interna del diodo e della batteria, la tensione tra i punti A e B non può essere superiore al valore di soglia *Eb*.

Il diodo limita quindi solo l'ampiezza positiva del segnale e se il valore di soglia *Eb* coincide con l'ampiezza minima del segnale, tutte le alternanze positive risultano ridotte alla medesima minima ampiezza.

L'uso di una batteria a tensione di soglia fissa comporta però un inconveniente. Se il segnale in arrivo è sufficientemente potente da generare tra i punti A e B del circuito $L_1 C_1$ una tensione superiore alla tensione di soglia, il limitatore entra in azione, ma se il segnale è debole al punto da generare nel circuito $L_1 C_1$ una tensione inferiore ad *Eb*, il limitatore non entra in azione. D'altra parte, per essere certi che il limitatore funzioni convenientemente anche per segnali deboli, la tensione di soglia *Eb* dovrebbe essere ridotta all'ampiezza di questi segnali, ma nascerebbe l'inconveniente che anche i segnali potenti verrebbero ridotti alla stessa ampiezza di quelli deboli, con conseguente inutile perdita di potenza.

Tali inconvenienti vengono eliminati se si sostituisce alla batteria a tensione di soglia fissa un gruppo catodico di filtro $R_2 C_2$, come rappresentato in fig. 7-26c, ai cui bordi nasce una tensione di soglia che automaticamente si adatta all'ampiezza del segnale in arrivo.

Infatti, quando il ricevitore viene sintonizzato su una emittente di una determinata potenza, il diodo conduce durante le prime semionde positive e carica il condensatore C_2 ad una tensione leggermente più bassa dell'ampiezza del segnale, se si tiene conto della caduta di tensione provocata dalla resistenza anodica del tubo. Dopo di che il diodo non conduce più e il segnale, se rimane costante, risulta limitato al valore della tensione di soglia, cioè della tensione che appare tra le armature del condensatore, purchè, s'intende, la costante di tempo $R_2 C_2$ sia opportunamente scelta.

Se ora l'ampiezza del segnale aumenta per breve tempo, il diodo conduce, ma in effetti, a causa della lunga costante di tempo $R_2 C_2$, la tensione tra le armature del condensatore non può seguire le variazioni di ampiezza del segnale e rimane perciò costante, limitando lo

stesso segnale ad un valore di picco uguale al valore della tensione di soglia.

Solo sintonizzando il ricevitore su una emittente più debole o più potente, la tensione ai capi del condensatore C_2, o tensione di soglia, si abbassa e rispettivamente aumenta adattandosi all'ampiezza del nuovo segnale. Infatti, durante il passaggio da una stazione ad un'altra la continuità della ricezione viene interrotta e il condensatore si scarica attraverso la resistenza R_2, per essere ricaricato dal diodo alla tensione di picco del nuovo segnale, non appena il ricevitore viene sintonizzato sulla emittente desiderata.

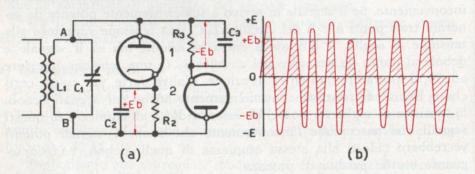



Fig. 7-27 - Limitatore di ampiezza a doppio diodo

Con un solo diodo è possibile *limitare* o *tosare* solamente le semionde che rendono positiva la placca del diodo. Per ottenere la limitazione anche delle semionde negative, occorre inserire un secondo diodo rovesciato rispetto al primo, come rappresentato in fig. 7-27a. In tal modo si ottiene, tra i punti A e B, un segnale ad ampiezza costante come quello rappresentato in fig. 7-27b, qualunque siano le variazioni d'ampiezza del segnale in arrivo.

b) **Limitatori per corrente di griglia.**

Il limitatore per corrente di griglia, detto anche *pentodo limitatore*, è rappresentato in fig. 7-28, dove il gruppo $L_1 C_1$ di uscita è lo stesso gruppo di ingresso del discriminatore.

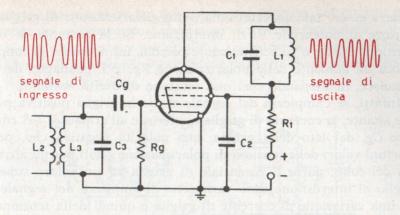



FIG. 7-28 - Limitatore di ampiezza a corrente di griglia

Il tubo viene fatto funzionare con polarizzazione automatica a fuga di griglia ($Rg\, Cg$) e con tensioni anodiche e di griglia schermo piuttosto basse, ottenute con l'inserzione della resistenza R_1, così da ottenere una bassa interdizione in corrispondenza di una tensione negativa di griglia di pochi volt.

In tal modo la corrente di griglia fluisce non appena viene applicato il segnale e produce una polarizzazione negativa di griglia che aumenta con l'ampiezza del segnale applicato.

La limitazione di ampiezza è determinata dall'azione regolatrice della polarizzazione automatica, come è dimostrato dal grafico di fig. 7-29. L'ampiezza del segnale a radiofrequenza applicato alla gri-

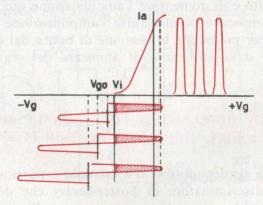



FIG. 7-29 - Grafico relativo al funzionamento del limitatore di ampiezza per corrente di griglia

glia deve essere tale da determinare una polarizzazione di griglia *Vgo* superiore al potenziale *Vi* di interdizione. Se la costante di tempo del gruppo *Rg Cg* è sufficientemente piccola, un aumento di ampiezza provoca un aumento della polarizzazione *Vgo* e il guadagno del tubo diminuisce, mantenendo così una tensione di uscita costante.

Infatti, se l'ampiezza del segnale rende la griglia positiva per un breve istante, la corrente di griglia conferisce all'armatura del condensatore *Cg*, dal lato della griglia, una polarità negativa che, per gli opportuni valori delle tensioni di polarizzazione scelti per gli altri elettrodi del tubo, porta il potenziale di griglia ad un valore superiore a quello di interdizione. Una variazione di ampiezza del segnale produce una variazione di corrente di griglia e quindi della tensione che si localizza ai capi del condensatore *Cg*, purchè la costante di tempo sia sufficientemente piccola da permettere tale variazione. Il potenziale *Vgo* di griglia varia quindi corrispondentemente e la tensione di uscita rimane costante.

Evidentemente i limitatori di ampiezza introducono una distorsione di ampiezza, ma ciò non è nocivo, perchè il discriminatore riproduce soltanto le variazioni di frequenza.

Abbiamo detto che il limitatore, per compiere una efficace regolazione dell'ampiezza, richiede una tensione di griglia superiore al potenziale di interdizione del tubo. Ciò comporta da parte degli stadi precedenti una forte amplificazione.

In pratica, nei ricevitori economici, per evitare tale notevole amplificazione, al posto del limitatore viene introdotto all'inizio del discriminatore un circuito per la regolazione automatica del guadagno, il cui compito è di aumentare l'amplificazione quando il segnale di ingresso diminuisce e di diminuire l'amplificazione quando il segnale aumenta, per modo che la tensione di uscita dal discriminatore sia indipendente dalle variazioni di ampiezza del segnale applicato (v. § 91).

71 - SISTEMI DI RIVELAZIONE DI SEGNALI MODULATI IN FREQUENZA CON DIODI A SEMICONDUTTORI

Con i diodi a semiconduttori o a cristallo è possibile realizzare i circuiti sia del discriminatore di Foster-Seeley che dei rivelatori a rapporto, ma poichè, come abbiamo osservato, l'uso del limitatore

comporta una maggiore amplificazione del segnale, nei circuiti transistorizzati dei radioricevitori che fanno uso per la rivelazione dei diodi a semiconduttore, sono preferibili i rivelatori a rapporto che, non richiedendo il limitatore, non esigono da parte degli stadi precedenti una forte amplificazione.

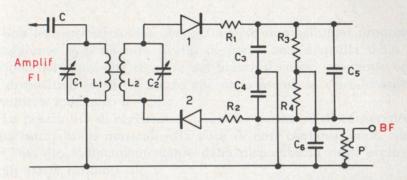



FIG. 7-30 - Rivelatore a rapporto simmetrico con diodi a cristallo

In fig. 7-30 è rappresentato un rivelatore a rapporto simmetrico. Si noti la mancanza della bobina terziaria. La tensione E_1 è prelevata direttamente dal primario del trasformatore, la cui presa centrale è collegata con la presa centrale del secondario, sicchè E_1 viene a sommarsi vettorialmente con le tensioni che appaiono in ciascuna metà del secondario. Le resistenze R_1 e R_2 rendono il rivelatore meno sensibile ad una eventuale modulazione di ampiezza del segnale, causata da tensioni parassite. Il segnale di uscita è prelevato attraverso il potenziometro P che agisce da controllo manuale del volume.

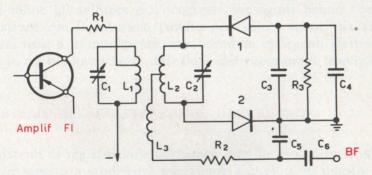



FIG. 7-31 - Rivelatore a rapporto asimmetrico con diodi a cristallo

Il circuito di un rivelatore a rapporto asimmetrico è rappresentato in fig. 7-31. La presa intermedia sul primario del trasformatore a radiofrequenza adatta l'impedenza di uscita dell'amplificatore a FI. La resistenza R_2 serve a smorzare le eventuali variazioni di ampiezza del segnale in arrivo.

Cenni sulla registrazione dei suoni

Una tecnica elettronica che, attraverso uno sviluppo progressivo, ha raggiunto oggi un alto livello di perfezione, è quella della registrazione dei suoni che consiste nel *fissare* il suono, mediante opportuni dispositivi, su di un mezzo che ne consente la riproduzione per un numero indefinito di volte.

La possibilità di registrare i suoni ha permesso di conservare nel tempo interi brani musicali e la voce di noti cantanti, onde consentirne l'ascolto indipendentemente dalla disponibilità degli orchestrali e degli stessi cantanti.

Ciò ha fornito una più ampia diffusione dei programmi musicali.

Infatti gli enti di emissione radiofonica, grazie alla registrazione, possono programmare rappresentazioni teatrali, concerti, brani di musica varia, riviste, ecc., indipendentemente dagli impegni di lavoro degli artisti e delle persone addette a tali rappresentazioni.

La registrazione del suono ha consentito anche un certo progresso della cultura musicale individuale attraverso la raccolta di discoteche che ciascuno può acquistare e continuamente arricchire.

Anche in campo industriale la registrazione viene vantaggiosamente impiegata, indipendente dalla musica e dalla voce, per registrare *impulsi elettronici* che trovano vasta applicazione nei cosiddetti cervelli elettronici, nelle calcolatrici, nelle telescriventi, ecc.

Ed infine gli sviluppi e i progressi conseguiti hanno consentito di registrare con la massima fedeltà non solo i suoni, ma anche le immagini fisse o in movimento, traducendole in segnali elettrici, facilitando in tal modo anche la diffusione dei programmi televisivi.

72 - SISTEMI DI REGISTRAZIONE DEL SUONO

I sistemi di registrazione del suono oggi in uso, ai quali si è pervenuti in seguito a studi ed a esperienze compiute in questo campo, si basano su tre tecniche completamente diverse:

a) *Tecnica di registrazione meccanica.* È caratterizzata dalla incisione meccanica, su un disco di materiale adatto, di una spirale il cui solco viene modulato in conformità all'informazione sonora.

b) *Tecnica di registrazione ottica.* Comunemente usata per sonorizzare le pellicole cinematografiche, consiste nell'impressionare una striscia di pellicola sensibile, posta in movimento continuo, mediante un fascetto di luce di intensità variabile proporzionalmente all'ampiezza e alla frequenza del suono da registrare. Di questa tecnica si fa solo cenno in quanto, non trovando applicazione di uso comune in radiotecnica, essendo impiegata quasi esclusivamente in campo cinematografico, non riveste interesse in questo trattato.

c) *Tecnica di registrazione magnetica.* È caratterizzata dalla magnetizzazione di un adatto nastro magnetico secondo intensità proporzionali al valore istantaneo delle tensioni ad audiofrequenza da registrare.

73 - REGISTRAZIONE MECCANICA SU DISCO

La registrazione meccanica su disco viene eseguita mediante macchine per registrazione costituite essenzialmente, come rappresentato schematicamente in fig. 8-1a, da:

a) Un *piatto portadisco* mantenuto in rotazione a velocità rigorosamente costante mediante apposito motore elettrico.

b) Una *testina di registrazione*, schematicamente rappresentata in fig. 8-1b, il cui funzionamento è del tutto analogo a quello di un altoparlante magnetico descritto al § 17, con la differenza che l'energia meccanica sviluppata per la reazione tra il campo magnetico del magnete permanente ed il campo magnetico prodotto dalla bobina, pone in vibrazione la puntina di incisione invece di un cono. Per quanto meno usate, esistono anche testine di registrazione piezoelettriche.

c) Un *sistema meccanico di trascinamento radiale* della testina di registrazione dalla parte esterna al centro del disco. Lo sposta-

mento, ottenuto per effetto di un accoppiamento meccanico tra il motore che provvede alla rotazione del piatto e la vite di trascinamento della testina, deve produrre sul disco una spirale a passo costante.

d) Un *disco, o matrice,* costituito da un supporto rigido rivestito di uno strato di plastica a base di acetato di cellulosa.

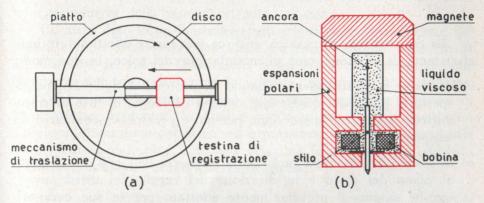



Fig. 8-1 - Rappresentazione schematica di una macchina di registrazione (a) e di una testina di registrazione (b)

In linea di massima il processo di incisione può essere così sintetizzato.

Il suono da registrare viene raccolto da un microfono che lo trasforma in variazioni elettriche. La tensione di uscita di un amplificatore ad alta fedeltà, a cui fa capo il microfono, viene applicata alla bobina della testina di registrazione. La puntina si pone in vibrazione ed incide sul disco un solco che, come diremo appresso, risulta modulato in larghezza proporzionalmente alle variazioni sonore.

La matrice così ottenuta viene ricoperta, dal lato inciso, mediante un particolare procedimento chimico, con uno strato di argento puro tanto sottile da non modificare, nei limiti del possibile, le caratteristiche dell'incisione. La matrice argentata subisce poi un bagno elettrolitico per rinforzare lo strato di argento con un deposito di rame dello spessore di qualche decimo di millimetro. Il *calco* in argento ramato così ottenuto viene prima staccato dalla matrice di plastica e poi cromato, sempre con procedimento elettrolitico, per conferire alla superficie incisa una maggiore durezza.

Il calco viene quindi usato per stampare a caldo i veri e propri dischi commerciali, mediante speciali presse che costringono la pasta, di cui sono costituiti gli stessi dischi, a penetrare in tutti i punti dei solchi incisi.

74 - CARATTERISTICHE DELLA REGISTRAZIONE MECCANICA SU DISCO

La registrazione meccanica su disco può essere effettuata, in base al sistema di incisione, cioè di modulazione del solco, in due modi:

a) in *senso verticale*, ossia variando la profondità dell'incisione rispetto al piano del disco; tale sistema dà luogo, in fase di riproduzione, a notevoli distorsioni, per cui è pressochè scomparso da tempo;

b) in *senso laterale*, ossia variando la larghezza dell'incisione rispetto al piano del disco e in direzione del raggio del disco stesso; questo sistema è universalmente adottato per le sue caratteristiche di buona fedeltà.

Analizziamo brevemente questo secondo sistema di modulazione.

Per il fatto che il solco a spirale a passo costante viene modulato lateralmente, cioè nel piano orizzontale del disco, esso descrive delle sinuosità, come rappresentato in fig. 8-2, dove A è l'ampiezza di picco di modulazione del solco, α l'angolo di massima inclinazione o di massima pendenza del solco ed l la lunghezza d'onda, cioè la lunghezza di solco corrispondente ad una sinusoide completa.

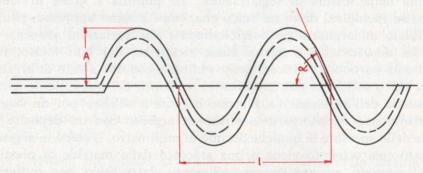



Fig. 8-2 - Caratteristica di un solco inizialmente non modulato e poi modulato lateralmente

La lunghezza d'onda l è definita dal rapporto tra la velocità relativa v di spostamento della puntina rispetto al disco e la frequenza f del suono inciso; perciò varia con il variare di f e di v.

È importante osservare che quest'ultima grandezza è legata alla posizione del solco registrato. Infatti, a parità di velocità di rotazione del disco, la lunghezza della circonferenza dei solchi varia in base alla loro distanza dal centro, il che equivale ad una variazione della velocità relativa della puntina rispetto al disco.

Un altro dato importantissimo agli effetti della riproduzione del suono, è la *velocità trasversale* della puntina o meglio il *livello di registrazione* del suono. Osservando la fig. 8-2 si può constatare che l'ampiezza del solco determina la velocità trasversale della puntina.

Tale velocità è nulla quando la puntina raggiunge il picco di modulazione, in quanto in quel punto essa ha il solo movimento dovuto alla rotazione del disco, ed è massima in corrispondenza alla linea mediana del solco, cioè alla massima inclinazione. La velocità trasversale massima è data dall'espressione:

$$V_M = 4 \pi f A \qquad (8\text{-}1)$$

dove f è la frequenza del suono registrato ed A è l'ampiezza del picco di modulazione del solco.

Il valore efficace di tale velocità è dato da:

$$Veff = \frac{4 \pi f A}{\sqrt{2}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi f A \qquad (8\text{-}2)$$

Per livello di registrazione di un suono si intende la velocità trasversale efficace *Veff* che assume la puntina durante la riproduzione di quel suono avente la frequenza f e l'ampiezza A.

Il livello di registrazione viene misurato in dB, cioè dal logaritmo del rapporto tra la velocità efficace *Veff* e la velocità efficace di 1 cm/sec alla frequenza di 1000 Hz.

Stabilito il concetto di ampiezza di modulazione e di velocità trasversale, è facile definire i due sistemi di registrazione che sono stati sperimentati nella modulazione laterale del solco.

Un primo sistema, oggi quasi completamente abbandonato, è quello di incidere i dischi a *velocità trasversale costante* e quindi a *livello di registrazione costante.*

Dalla (8-2) si osserva però che due suoni di uguale ampiezza, ma di frequenza diversa, vengono incisi in solchi di ampiezza diversa. Infatti, perchè *Veff* rimanga costante, ad un aumento di f deve corrispondere una proporzionale diminuzione di A, come rappresentato dal grafico di fig. 8-3.

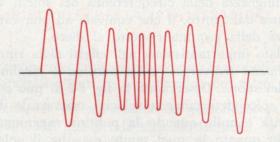



FIG. 8-3 - Rappresentazione grafica dell'incisione a velocità trasversale o livello costante

In tal modo per frequenze molto alte e molto basse l'ampiezza dei solchi risulta eccessiva o troppo ridotta. Ciò comporta, in sede di riproduzione, fortissime distorsioni ed intollerabili fruscii.

Infatti la puntina della testina di riproduzione (fonorivelatore o pick-up), essendo imperniata a guisa di pendolo e dovendo, nel primo caso, compiere ampie oscillazioni laterali, comporta anche delle oscillazioni verticali del fonorivelatore, causando fortissime distorsioni. Nel secondo caso, una modulazione troppo ridotta si confonde con le inevitabili irregolarità del solco, dando una riproduzione affetta da fruscio.

È evidente che con il sistema di incisione a livello di registrazione costante, per ottenere una riproduzione appena tollerabile, le bande passanti di frequenza devono essere molto strette.

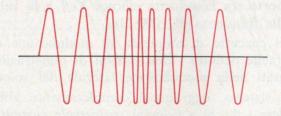



FIG. 8-4 - Rappresentazione grafica dell'incisione ad ampiezza costante

Il secondo sistema, oggi diffusamente applicato, è quello di incidere i dischi ad *ampiezza costante*.

In tal caso due suoni di uguale ampiezza, ma di frequenza diversa, modulano il solco con sinuosità di ampiezza costante, come rappresentato dal grafico di fig. 8-4. Di conseguenza la velocità trasversale o livello di registrazione è massima per le frequenze più elevate ed è minima per le frequenze più basse. Questo sistema, che permette di incidere tutte le frequenze dello spettro acustico, comporta un rapporto segnale-disturbo assai soddisfacente.

Occorre però osservare che i diversi tipi di testine di riproduzione o di lettura possono essere distinte, in base alle loro caratteristiche, in due categorie:

a) testine che dànno una tensione di uscita in funzione della velocità trasversale della puntina, cioè del livello di registrazione;

b) testine che dànno una tensione di uscita in funzione dell'ampiezza di spostamento della puntina.

Riferendoci al sistema di incisione ad ampiezza costante, le testine del gruppo *b*) dànno una curva di risposta lineare, cioè una riproduzione fedele, a parte il fatto che alcuni tipi di testine di tale gruppo presentano fenomeni secondari di distorsione che, come vedremo, devono venire compensati.

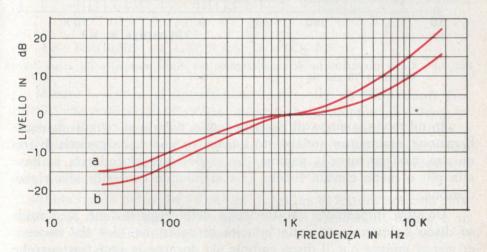



FIG. 8-5 - Curve caratteristiche della registrazione su disco normale a 78 giri al minuto (a) e su disco microsolco (b)

Le testine del gruppo *a*) dànno invece una curva di risposta non lineare, dànno cioè basse tensioni di uscita in corrispondenza alle basse frequenze e, viceversa, una grande tensione di uscita in corrispondenza delle alte frequenze, secondo l'andamento rappresentato dal grafico di fig. 8-5. È evidente allora che l'uso delle testine del gruppo *a*) esige, in sede di riproduzione, una compensazione che riduca la tensione di uscita alle alte frequenze e la esalti alle basse frequenze. A ciò provvedono delle adatte ***reti di equalizzazione,*** poste all'ingresso del preamplificatore (vedi § 84) aventi curve di risposta, dette *curve di **equalizzazione,*** complementari di quelle di registrazione, cioè secondo l'andamento rappresentato dal grafico di fig. 8-6.

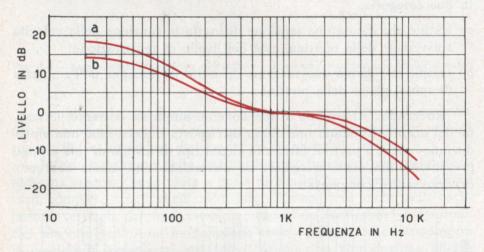



Fig. 8-6 - Curve caratteristiche di uqualizzazione per dischi microsolco (a) e per dischi normali a 78 giri (b)

In tal modo la curva di risposta totale, dovuta ai circuiti di equalizzazione, assume un andamento lineare su una vasta gamma di frequenze, cioè su tutta la gamma che si desidera riprodurre, in base alla più o meno elevata fedeltà che si intende conferire alla riproduzione.

Un'altra importante caratteristica della registrazione meccanica su disco è determinata dalla velocità di rotazione, cioè dal *numero di giri al minuto* che il disco compie sia durante la registrazione che durante la riproduzione.

Fino a qualche tempo fa, in relazione alle limitate possibilità delle apparecchiature di registrazione, di stampaggio e di riproduzione ed anche per la qualità, o meglio per la struttura molecolare della pasta usata per la stampa a caldo dei dischi, che comportava un certo attrito tra la puntina di riproduzione e il solco inciso così da rendere inevitabile un certo fruscio, le caratteristiche di registrazione su disco sono state riferite universalmente alla velocità di 78 giri al minuto. Ciò comportava una bassa densità di solchi, tanto che un intero lato di un disco poteva contenere un brano musicale di durata limitata, come quella di una esecuzione di musica leggera, quando invece era auspicabile l'ascolto continuato di brani musicali di durata superiore, come le sinfonie, i concerti, i brani di opere, ecc.

Per superare tali limitazioni si è cercata una pasta di stampaggio la cui struttura molecolare fosse tale da ridurre la rumorosità di attrito e da consentire la registrazione con un solco molto più sottile, così da aumentare la densità dei solchi, e quindi la durata di incisione, e da diminuire la velocità di rotazione del disco a 45, a 33 e persino a 16 giri al minuto.

Sono nati così i dischi *microsolco* che hanno pressochè annullato la produzione dei dischi normali (78 giri), anche in virtù della loro minore fragilità e, in relazione alla durata di ascolto, del loro minor costo.

75 - LE TESTINE DI LETTURA O PICK-UP

Mentre le testine di riproduzione sono, come gli altoparlanti, trasduttori che producono vibrazioni meccaniche della puntina corrispondentemente alle variazioni della tensione BF, le testine di lettura o fono-rivelatori sono, come i microfoni, trasduttori che forniscono una tensione elettrica variabile linearmente in funzione delle vibrazioni della puntina.

Abbiamo già detto che i vari tipi di testina di lettura possono classificarsi in due categorie a seconda che la tensione di uscita è in funzione del livello di registrazione o in funzione dell'ampiezza di spostamento della puntina.

Fanno parte del primo gruppo:

a) *Le testine elettromagnetiche o a ferro mobile.*

Sono costituite da un magnete permanente (fig. 8-7), tra le espansioni polari del quale è fissata una bobina d'induzione.

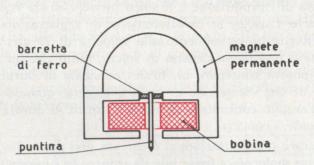



FIG. 8-7 - Rappresentazione schematica della testina a ferro mobile per riproduzione

Una barretta di ferro, posta nel centro della bobina, viene trascinata in vibrazione dallo stilo porta puntina, facendo variare il flusso magnetico. Questo induce allora nella bobina una debole f.e.m. che riproduce fedelmente la modulazione del solco. Le testine elettromagnetiche previste per la lettura di dischi a 78 giri non si adattano, soprattutto per il loro peso, per la lettura di dischi microsolco. Dal momento che i moderni giradischi devono necessariamente servire sia per i dischi normali che per i dischi microsolco, i fonorivelatori elettromagnetici sono pressochè abbandonati.

b) *Le testine dinamiche a bobina mobile.*

Sono molto simili alle testine elettromagnetiche. La bobina di induzione però, posta tra le espansioni polari del magnete permanente, è fissata allo stilo portapuntina e perciò, essendo soggetta alle vibrazioni della puntina, taglia le linee di flusso magnetico del magnete permanente e genera una tensione che riproduce la modulazione del solco. Questo tipo di testina risente molto dei campi magnetici esterni ed inoltre, a causa della sua bassa impedenza, necessita di un trasformatore elevatore.

Sia le testine elettromagnetiche che le testine dinamiche richiedono, data la caratteristica di registrazione ad ampiezza costante, un

preamplificatore equalizzatore allo scopo di compensare la curva di registrazione.

Appartengono al secondo gruppo:

a) *Le testine piezoelettriche.* Sono costituite da un cristallo piezoelettrico (fig. 8-8) che, posto in vibrazione da un filo di torsione facente capo alla puntina, genera una tensione modulata conformemente alla modulazione del solco. Le testine piezoelettriche dànno una tensione di uscita elevata, ma sono sensibili all'umidità e alle variazioni di temperatura, per cui possono danneggiarsi in forma permanente. Per questo sono racchiuse in apposite custodie contenenti vaselina al silicone anigroscopica.

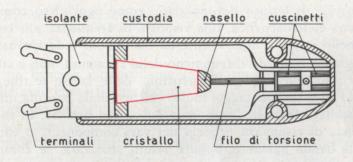



FIG. 8-8 - Struttura della testina di lettura di tipo piezoelettrico a punta di zaffiro fissa

Questi tipi di testine, se utilizzati per impieghi comuni, non richiedono reti di equalizzazione; se utilizzati invece per una riproduzione di alta fedeltà, vengono opportunamente equalizzate per ottenere una riproduzione lineare nella gamma di frequenza compresa tra i 25 Hz e i 12 KHz. Hanno però il difetto di entrare in risonanza tra i 10 e i 15 KHz, per cui necessitano sempre di appositi filtri RC di compensazione.

b) *Testine ceramiche.* Differiscono dalle precedenti per l'elemento piezoelettrico che, nelle testine ceramiche, è costituito da titanato di bario di aspetto ceramico, insensibile alle variazioni di temperatura e all'umidità. La loro frequenza di risonanza è superiore ai 10 KHz per cui consentono un funzionamento lineare su una gamma di frequenze più ampia di quella dei fonorivelatori piezoelettrici.

76 - BRACCIO DEI FONORIVELATORI ED ERRORE DI TANGENZIALITÀ

La testina di lettura, per poter esplorare tutta la superficie incisa del disco, viene montata in un braccio mobile, non molto lungo, imperniato ad una estremità e libero di muoversi sia nel piano orizzontale che in quello verticale.

Anche il braccio, ai fini della bontà della riproduzione, assume grande importanza, sia per il peso che esso esercita sulla puntina durante l'esplorazione del disco, sia per la posizione che conferisce all'asse della testina rispetto alla tangente al solco nel punto di appoggio della puntina.

Le testine di lettura devono dare, come ogni altro componente della catena elettroacustica, una risposta di frequenza più larga possibile e, nello stesso tempo, esente da distorsioni e da risonanze.

Per quanto riguarda il fenomeno della risonanza, non è sufficiente provvedere ad una accurata costruzione delle stesse testine, assicurando tra l'altro un montaggio molto elastico della puntina, ma occorre dimensionare le masse, compresa quella del braccio, in modo che la frequenza di risonanza propria dei vari componenti o cada al di fuori della banda passante, oppure risulti smorzata, se compresa in quella passante.

La frequenza di risonanza dell'armatura portapuntina, dell'ordine di qualche migliaio di Hz, viene smorzata riempiendo la custodia della testina con sostanze gelatinose a base di siliconi.

La frequenza di risonanza del braccio, di solito inferiore ai 100 Hz viene smorzata adottando opportune sospensioni meccaniche che regolano il peso conferito dal braccio alla puntina. Ciò è anche necessario per le esigenze di conservazione del disco. In pratica il peso varia da 30 gr. per i dischi a 78 giri a 5-6 gr. per dischi microsolco ed è il massimo peso sufficiente a mantenere la puntina nel solco anche in caso di forte modulazione.

Agli effetti della distorsione è importante l'ampiezza dell'angolo che l'asse della testina forma con la tangente al solco nel punto in cui si trova la puntina. Più ampio è tale angolo e maggiore è la pressione che la puntina esercita su un lato del solco. Ciò si traduce in una maggiore usura del solco e soprattutto in una distorsione armonica che può raggiungere valori considerevoli.

L'ampiezza dell'angolo determina, a parità di altre condizioni, il cosiddetto *errore di tangenzialità*.

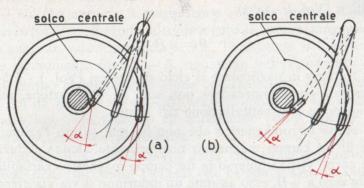



Fig. 8-9 - L'errore di tangenzialità dovuto ad un braccio diritto (a) può essere ridotto con un braccio ricurvo (b)

Con un braccio diritto, come quello rappresentato in fig. 8-9a, è possibile mantenere il parallelismo tra asse e tangente solo in corrispondenza dei solchi centrali del disco, mentre agli estremi laterali l'angolo α è massimo e massima è la distorsione.

La moderna registrazione laterale ad ampiezza costante tende a ridurre e persino ad annullare tale distorsione adottando, nei giradischi ad alta fedeltà e professionali, bracci a parallelogramma mobile o a testina scorrevole su guide mobili, in modo da mantenere inalterato l'orientamento della testina rispetto alla tangente al solco, qualunque sia la posizione del punto in cui si trova la puntina.

Nei giradischi commerciali di buona fedeltà, l'errore di tangenzialità viene ridotto, adottando bracci leggermente ricurvi, come quelli rappresentati in fig. 8-9b, così da ridurre alle estremità dell'incisione l'ampiezza dell'angolo e di annullarla in corrispondenza dei solchi centrali.

77 - LA REGISTRAZIONE MAGNETICA SU NASTRO

Per comprendere come avvenga la registrazione magnetica su nastro è necessario richiamare alcuni concetti sui corpi ferromagnetici, cioè su quei corpi che immersi in un campo magnetico induttore H,

assumono una certa magnetizzazione o induzione magnetica B, in ragione delle loro proprietà magnetiche e precisamente della loro permeabilità μ (Vol. I - § 53):

$$B = \mu H$$

Ricordiamo in particolare il ciclo di isteresi (Vol. I - § 54) che è fondamentale per comprendere non solo la registrazione, ma anche la riproduzione e la cancellazione del nastro.

Un corpo ferromagnetico che non ha mai subito l'azione magnetizzante di un campo magnetico non presenta alcuna induzione. Se ora tale corpo viene immerso in un campo magnetico variabile linearmente da zero a $+H$, esso assume un'induzione B via via crescente da zero a $+B$, secondo la curva tratteggiata di fig. 8-10, cioè secondo un andamento non lineare. Si può osservare che oltre un certo valore di H, B non aumenta più e la tratteggiata tende a divenire parallela all'asse delle ascisse (*saturazione magnetica*).

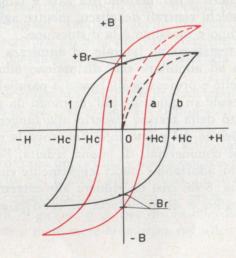



FIG. 8-10 - Cicli di isteresi relativi a corpi ferromagnetici dolci (a) e duri (b)

Riducendo ora il campo magnetico con variazione lineare da $+H$ a zero, l'induzione da $+B$ non scende a zero, ma diminuisce molto più lentamente (isteresi) secondo la linea 1, fino al valore Br, valore

che prende il nome di *magnetismo residuo*. Occorre aumentare H in senso inverso per ricondurre a zero l'induzione B. L'intensità di campo — Hc che annulla il magnetismo residuo prende il nome di *forza coercitiva*. Aumentando ulteriormente il campo magnetico fino a $-H$, uguale in valore assoluto a $+H$, l'induzione B inverte la sua direzione ed aumenta fino a $-B$, uguale in valore assoluto a $+B$.

Se il campo magnetizzante viene ora ricondotto dal valore $-H$ a zero e poi da zero al valore $+H$, anche l'induzione dal valore $-B$ ritorna al valore $+B$, secondo un andamento perfettamente simmetrico a quello della fase precedente.

Alla curva chiusa determinata dalla variazione dell'induzione B in funzione delle variazioni cicliche del campo magnetizzante H, si dà il nome di *ciclo di isteresi*, avendo indicato con il nome di *isteresi* il *ritardo* con cui l'induzione segue le variazioni del campo magnetico.

In relazione alla forma del ciclo di isteresi, le sostanze ferromagnetiche si possono suddividere in due categorie:

a) *Corpi ferromagnetici dolci*. Sono caratterizzati da un ciclo di isteresi alto e stretto (fig. 8-10a). Ciò vuol dire che il corpo, all'annullarsi del campo, pur conservando gran parte della magnetizzazione ricevuta, non riesce a mantenersi calamitato, in quanto basta una debole forza coercitiva per annullare il magnetismo residuo, tant'è che si suol definire dolci quelle sostanze ferromagnetiche nelle quali la magnetizzazione indotta da un campo magnetico esterno scompare quando quest'ultimo viene a mancare. I corpi ferromagnetici dolci vengono particolarmente impiegati nella costruzione delle elettrocalamite.

b) *Corpi ferromagnetici duri*. Sono caratterizzati da un ciclo di isteresi largo e basso (fig. 8-10b). Si magnetizzano con maggior difficoltà dei corpi dolci: a parità di intensità del campo magnetico, l'induzione che essi acquistano è infatti inferiore, e minore è il magnetismo residuo che essi conservano all'annullarsi del campo. In compenso sono caratterizzati da una grande forza coercitiva che conferisce loro una magnetizzazione permanente. Infatti tali corpi se non vengono influenzati dai campi magnetici inversi di intensità piuttosto rilevante, si mantengono calamitati permanentemente. Vengono impiegati particolarmente per la costruzione delle calamite permanenti.

Ciò premesso prendiamo in considerazione le parti essenziali di un magnetofono, cioè dell'apparecchio di registrazione magnetica, di riproduzione e di cancellazione.

1 - **Il nastro magnetico.** È il mezzo su cui viene effettuata la registrazione e che serve direttamente alla riproduzione. È costituito da un nastro di materiale sintetico (poliesteri od altro) che agisce da supporto di un sottilissimo strato di ossido di ferro depositato su una faccia. Per poter dare garanzie di buona registrazione e di buona riproduzione, il nastro deve rispondere a diversi requisiti.

Innanzi tutto il supporto plastico deve essere piuttosto flessibile per adattarsi perfettamente alle testine e al meccanismo di trascinamento e deve essere sottile il più possibile, compatibilmente alla resistenza che deve opporre agli attriti, agli strappi e all'usura, per consentire, a parità di dimensioni delle bobine che lo raccolgono, una maggiore durata delle registrazioni. Deve essere inoltre insensibile alle variazioni di temperatura e all'umidità. Ha normalmente lo spessore di 60 μ, la larghezza di 6,20 ÷ 6,35 mm. e una lunghezza variabile a richiesta.

L'ossido di ferro che viene depositato sul supporto plastico costituisce la sostanza ferromagnetica che, introdotta in un campo magnetico, si comporta in modo analogo ai corpi ferromagnetici duri.

Deve essere quindi caratterizzata da una buona sensibilità magnetica, da un sufficiente magnetismo residuo e da una discreta forza coercitiva. Inoltre deve essere costituita da granuli di dimensioni non superiori al micron (millesimo di millimetro), sia per conferire al nastro una superficie perfettamente liscia onde evitare l'usura delle testine, sia perchè le dimensioni dei granuli determinano la massima frequenza registrabile, in quanto ogni granulo costituisce un magnetino elementare che deve assumere istante per istante una ben determinata magnetizzazione.

2 - **Le testine magnetiche.** Sono costituite essenzialmente da una bobina avvolta su un nucleo ferromagnetico provvisto di un piccolo traferro, davanti al quale viene fatto scorrere il nastro magnetico, come schematicamente rappresentato in fig. 8-11.

Le espansioni polari del nucleo sono laminate allo scopo di ridurre al minimo le perdite per correnti di Foucault.

Lo spessore del traferro e la forma delle espansioni polari devono essere studiati in modo da stabilire il migliore contatto con il nastro onde mantenere costante la riluttanza del circuito magnetico e quindi la sensibilità della bobina.

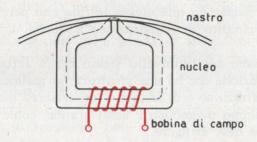



FIG. 8-11 - Rappresentazione schematica di una testina magnetica

Inoltre, sempre per assicurare un ottimo contatto tra la testina e il nastro, il traferro è riempito con una sostanza non magnetica, generalmente con una lega di rame e di berillio. In tal modo viene raggiunto anche un altro scopo: quello di evitare ai granuli di ossido di ferro, che eventualmente si staccassero dalla superficie del nastro, di cadere nel traferro provocando il cortocircuito del nucleo ferromagnetico.

La bobina di campo deve essere avvolta in modo che la frequenza di risonanza, dovuta ai valori della sua induttanza e della sua capacità, cada al di fuori dello spettro sonoro e della frequenza della tensione di prepolarizzazione (v. § 78).

Le testine magnetiche sono di tre tipi, ciascuno dei quali assolve ad una specifica funzione.

a) *La testina di registrazione* ha la funzione di convertire le variazioni della corrente microfonica che percorre la bobina, in proporzionali variazioni di campo magnetico nel nucleo e quindi magnetizzare il nastro conformemente al suono da registrare.

b) *La testina di riproduzione o di lettura* ha la funzione di convertire le variazioni di campo prodotte dallo scorrimento del nastro registrato davanti alle espansioni polari del nucleo, in proporzionali variazioni di f.e.m. indotta nella bobina di campo.

c) *La testina di cancellazione* serve per smagnetizzare il nastro magnetico, cioè per cancellare la registrazione effettuata, allo scopo di poter riutilizzare il nastro per altre registrazioni.

Di frequente nei magnetofoni non professionali, le prime due operazioni vengono svolte da una stessa testina che perciò deve potersi commutare dal circuito di registrazione a quella di riproduzione e viceversa.

Le testine sono costituite allo stesso modo fatta eccezione per quella di cancellazione che ha una struttura normalmente più robusta di quelle di registrazione e di lettura, e un traferro maggiore, per cui l'influenza del campo magnetico è assai grande, come richiesto dalla funzione che essa deve svolgere.

3 - **Il meccanismo di trascinamento.** Serve per ottenere lo scorrimento del nastro che, trovandosi in origine avvolto su una bobina infilata su un apposito asse, deve poter passare, durante la registrazione o durante la lettura, davanti alle testine e quindi avvolgersi su una seconda bobina. Poichè per ottenere una riproduzione perfetta dei suoni è indispensabile che il nastro risulti teso e che la sua velocità di scorrimento sia rigorosamente costante sia durante la registrazione che durante la riproduzione, il trascinamento del nastro è ottenuto per frizione, onde annullare la differenza tra la velocità crescente della bobina di svolgimento e la velocità decrescente della bobina di avvolgimento, causata dalla variazione di diametro del quantitativo del nastro avvolto.

Il dispositivo a frizione consta di un perno rotante a velocità costante, collegato all'asse di un motorino elettrico, contro il quale viene pressato il nastro per mezzo di un cilindretto folle ricoperto di gomma. Normalmente nei registratori magnetici si rendono necessari altri due dispositivi meccanici: uno che consente, quando si vuol arrestare il nastro, il blocco immediato delle bobine, onde evitare che esse, continuando a ruotare per inerzia, provochino un aggrovigliamento del nastro che si svolgerebbe ulteriormente; l'altro che consente di riavvolgere velocemente sulla bobina di partenza il nastro registrato, onde poterne effettuare il riascolto. L'avvolgimento veloce viene ottenuto con un dispositivo a frizione agente direttamente sul perno della bobina.

Abbiamo detto che la massima frequenza registrabile dipende dal-

le dimensioni dei granuli di ossido di ferro depositato sul nastro. Dobbiamo aggiungere che essa dipende anche dalla velocità di scorrimento del nastro.

Infatti per poter registrare e riprodurre una larga banda di frequenze, la velocità non deve scendere al disotto di un certo limite, perchè i granuli, data la loro dimensione, non potrebbero registrare campi magnetici variabili con molta rapidità, con conseguente riduzione dei limiti superiori della banda di frequenza.

Le velocità normalmente usate sono di 76,2 cm/sec e 38 cm/sec nel caso di registratori di alta fedeltà e professionali, di 19 cm/sec nel caso di registratori di buona fedeltà e di 9,5 cm/sec e 2,38 cm/sec nel caso dei normali registratori. Quest'ultima velocità, che consente la registrazione di frequenze fino a 3,5 KHz, viene usata solo per registrare la voce.

4 - **La parte elettronica.** Diversamente da quanto avviene con i dischi, la cui registrazione occupa una attività industriale che fa uso di appropriate apparecchiature elettroniche, mentre la riproduzione avviene per mezzo di normali amplificatori BF montati nei giradischi, con i nastri magnetici, per il fatto che essi vengono messi in commercio non ancora registrati, l'apparecchiatura elettronica montata nei magnetofoni deve assolvere a tre funzioni ben distinte, cioè alla registrazione, alla riproduzione e alla cancellazione della registrazione.

Senza entrare in merito ai relativi circuiti elettrici, accenniamo solamente al fatto che la parte elettronica preposta alla registrazione è costituita da uno stadio oscillatore, oltre che da uno stadio amplificatore di potenza, la parte elettronica preposta alla lettura è costituita solo da un amplificatore BF che normalmente è lo stesso amplificatore usato nella registrazione, mentre la parte elettronica preposta alla cancellazione è costituita da uno stadio oscillatore di appropriata frequenza.

È evidente che gli stessi comandi meccanici che servono per il passaggio dalla posizione « registrazione » alla posizione « riproduzione » devono essere collegati ad un commutatore che provvede a modificare i circuiti elettronici relativi alle due posizioni. Normalmente non esiste la posizione « cancellazione » in quanto la stessa posizione « registrazione » include anche i circuiti di cancellazione, allo scopo di assicurare la completa smagnetizzazione del nastro prima che questo venga registrato.

78 - LA REGISTRAZIONE SU NASTRO MAGNETICO

Abbiamo detto che per ottenere la registrazione su un nastro magnetico, cioè per magnetizzare il nastro nella sua lunghezza in conformità ad una modulazione sonora, si fa scorrere lo stesso nastro davanti alla testina magnetica di registrazione.

Supponiamo, per il momento, che la bobina della testina sia percorsa da una corrente continua. In tal caso si determina un flusso magnetico costante che percorre l'intero nucleo della testina e, in corrispondenza del traferro, si allarga e penetra nell'ossido di ferro che ricopre il nastro. Questo allora, in conseguenza dello scorrimento, si magnetizza uniformemente lungo tutta la superficie ricoperta.

Infatti una ristretta zona di nastro che si avvicina al traferro, viene a trovarsi immersa in un campo magnetico crescente da zero fino alla massima intensità corrispondente alla corrente che percorre la bobina, e perciò si magnetizza secondo la curva di prima magnetizzazione. Oltrepassato il traferro, la stessa zona di nastro viene a trovarsi in un campo magnetico decrescente fino a zero. A causa però dell'isteresi magnetica, il magnetismo indotto nell'ossido di ferro non si annulla, ma si riduce solamente e permane ad un valore corrispondente all'induzione residua.

Poichè questo avviene per tutte le successive singole zone che scorrono davanti al traferro, il nastro acquista una magnetizzazione uniforme e costante e precisamente uguale al valore del magnetismo residuo.

Se ora supponiamo che la bobina della testina di registrazione sia percorsa da una corrente variabile ad audio frequenza, il campo magnetico inducente varia in intensità e in frequenza conformemente al segnale ad audiofrequenza applicato alla bobina.

Le ristrette zone di nastro che via via transitano davanti al traferro si magnetizzano secondo il valore istantaneo del campo inducente e trattengono, oltrepassato il traferro, un'induzione residua che dovrebbe anch'essa variare proporzionalmente ai valori istantanei del campo magnetico e quindi del segnale ad audiofrequenza applicato alla bobina.

In realtà per ottenere una registrazione fedele, per ottenere cioè che il nastro risulti magnetizzato lungo la sua superficie ricoperta con un'induzione variabile conformemente alle variazioni del segnale

applicato alla testina, occorre provvedere ad eliminare due fondamentali cause di distorsione.

La prima è dovuta alla non linearità del ciclo di isteresi.

Pensando di produrre nel traferro della testina un campo magnetizzante variabile da zero fino alle intensità limite $+H$ e $-H$, tali da portare il nucleo alla saturazione, per cui l'induzione B non aumenta più, il ciclo di isteresi che ne deriva ha un andamento non lineare, come quello indicato in fig. 8-12a. Se invece le variazioni del campo inducente vengono contenute entro opportuni valori limite $+H$ e $-H$, si ottiene un ciclo di isteresi del tipo di quello rappresentato in fig. 8-12b, in cui è evidente una discreta proporzionalità tra l'intensità del campo inducente, l'induzione e il magnetismo residuo.

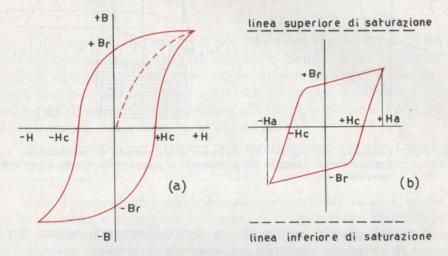



FIG. 8-12 - Ciclo di isteresi normale spinto alla saturazione (a) e ciclo di isteresi lontano dai limiti di saturazione (b)

La sufficiente linearità del ciclo dà garanzie di una buona fedeltà, in quanto, ad ogni variazione del segnale ad audiofrequenza, corrisponde una proporzionale variazione del campo magnetizzante H e quindi dell'induzione residua Br. Questa condizione si ottiene evidentemente applicando alla testina un segnale audio che produca un'intensità di campo inducente non superiore a $\pm Ha$.

La seconda causa di distorsione compare quando il segnale audio applicato alla testina, scendendo al di sotto di un determinato valore,

produce un campo magnetizzante di intensità inferiore ad un certo valore critico *Hm*, per il quale il fenomeno della persistenza magnetica non può più aver luogo, cioè il magnetismo residuo è nullo.

Pertanto quella parte di segnale che determina un campo inducente di intensità compresa tra $+Hm$ e $-Hm$ non risulta registrata sul nastro, come si può osservare dal grafico di fig. 8-13a.

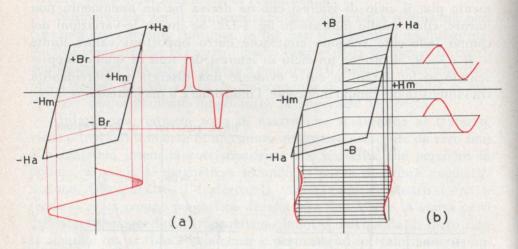



FIG. 8-13 - Distorsione del segnale *BF* registrato senza segnale di polarizzazione (a). Registrazione del segnale *BF* sovrapposto al segnale polarizzante a frequenza supersonica (b)

I segnali poi che producono un campo magnetico appena superiore a *Hm* vengono registrati con notevole distorsione, essendo l'induzione residua in questo tratto del ciclo non proporzionale al magnetismo indotto. Il segnale ad audiofrequenza dunque non dovrebbe scendere al di sotto di un certo valore minimo ma, poichè ogni segnale passa necessariamente per lo zero e quindi per i bassi valori che determinano campi magnetici inducenti inferiori al valore critico $\pm Hm$, il problema inerente a questa seconda causa di distorsione viene risolto premagnetizzando il nastro con un segnale a frequenza ultrasonica e di ampiezza costante, detto *segnale di polarizzazione*.

Questo segnale non provoca, in sede di riproduzione, alcun disturbo perchè la sua frequenza supera i limiti di udibilità. In pratica viene usata una frequenza di 50 KHz.

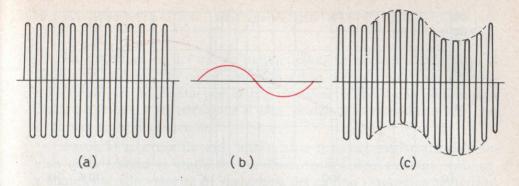



Fig. 8-14 - Segnale polarizzante ad ampiezza costante e a frequenza supersonica (a) segnale acustico (b). Risultante della sovrapposizione dei due segnali (c)

I due segnali, cioè quello di polarizzazione (fig. 8-14a) e quello ad audiofrequenza (fig. 8-14b), si sommano dando come risultante il segnale di fig. 8-14c, cioè una coppia di segnali audio, ciascuno dei quali lavora in una zona lineare del ciclo di isteresi e determina campi magnetici di intensità non superiore a $\pm Ha$ nè inferiore a $\pm Hm$, come è chiaramente rappresentato in fig. 8-13b.

Naturalmente, per ottenere tale risultato, occorre che l'ampiezza del segnale polarizzante e quella del segnale audio vengano scelte opportunamente.

Con il sistema della sovrapposizione del segnale audio a quello di polarizzazione, si ottengono sul nastro due registrazioni identiche, una superiore e una inferiore, che, in sede di riproduzione, vengono lette contemporaneamente. Ciò è anche vantaggioso perchè le distorsioni armoniche di ordine dispari dovute alla non perfetta linearità del ciclo di isteresi si annullano per compensazione.

Occorre infine considerare il livello di registrazione su nastro magnetico in funzione della frequenza del segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore di registrazione.

La curva di risposta delle testine magnetiche non è lineare alle varie frequenze: ha andamento crescente linearmente fino ad una frequenza di 1000 Hz circa, ed un andamento decrescente per frequenze superiori a 1000 Hz, come rappresentato in fig. 8-15. La compensazione, in sede di riproduzione, di una curva siffatta presenta parecchie difficoltà, per cui è preferibile effettuare una prima compensazione, detta

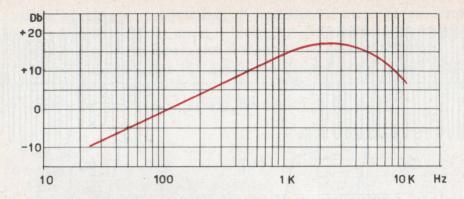



FIG. 8-15 - Curva di risposta delle testine magnetiche

precompensazione, all'atto della registrazione, aumentando l'amplificazione sia alle frequenze molto alte che a quelle molto basse.

In pratica l'amplificatore di registrazione viene progettato per dare una maggiore amplificazione delle alte frequenze rispetto alle altre della gamma acustica, così che la sua curva di risposta assume l'andamento di quella rappresentata in fig. 8-16.

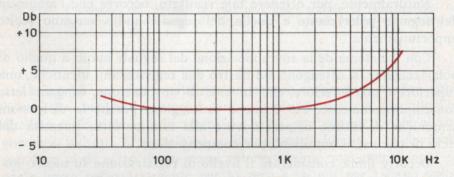



FIG. 8-16 - Curva di risposta dell'amplificatore di registrazione

Si osservi che la maggior amplificazione inizia attorno ai 1000 Hz ed aumenta con l'aumentare della frequenza. Evidentemente per ottenere un responso lineare su tutta la gamma delle frequenze acustiche, occorre una successiva compensazione, che verrà effettuata in sede di riproduzione.

79 - LA RIPRODUZIONE DEL NASTRO MAGNETICO

La riproduzione del nastro magnetico viene effettuata mediante la testina di lettura che, come abbiamo detto, nei normali magnetofoni è la stessa testina usata per la registrazione e che viene commutata dalla posizione « registrazione » alla posizione « riproduzione » con i relativi circuiti elettronici.

Facendo scorrere davanti alla testina il nastro registrato, nel nucleo della testina si stabilisce un flusso magnetico variabile proporzionalmente alla velocità di variazione del campo magnetico registrato nel nastro. Per il fenomeno dell'induzione elettromagnetica (Vol. I - § 59), nella bobina di campo si induce una f.e.m. che seguirà fedelmente le variazioni del campo magnetico inducente.

Naturalmente per ottenere una riproduzione fedele occorre che la velocità di scorrimento del nastro sia la stessa che si era tenuta durante la registrazione.

La f.e.m. indotta nella testina di lettura essendo piuttosto debole, viene inviata ad un preamplificatore e poi ad un amplificatore di potenza a uno o più stadi e quindi all'altoparlante.

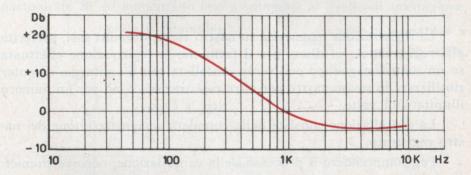



FIG 8-17 - Curva di risposta del preamplificatore equalizzato di riproduzione

L'amplificatore di riproduzione deve però venire adattato alla curva di risposta di registrazione, deve cioè essere provvisto di opportune reti di equalizzazione costituite da gruppi *R C* posti all'ingresso del preamplificatore allo scopo di ottenere all'entrata dell'amplifi-

catore una curva di responso del tipo di quella rappresentata in fig. 8-17.

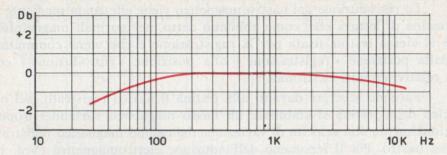



FIG. 8-18 - Curva di risposta dell'amplificatore di riproduzione

In tal modo la curva totale di risposta ricavata all'uscita dell'amplificatore assume un andamento lineare alle varie frequenze acustiche, come rappresentato in fig. 8-18.

80 - LA CANCELLAZIONE DEL NASTRO MAGNETICO

La registrazione magnetica su nastro viene, in molti casi, preferita alla registrazione su disco, per il fatto che la registrazione effettuata su un nastro magnetico può venir cancellata con il vantaggio di poter riutilizzare lo stesso nastro per altre registrazioni e ciò per un numero illimitato di volte.

La cancellazione consiste nella completa smagnetizzazione del nastro registrato.

Per comprendere il processo della cancellazione, occorre premettere che un nastro magnetico non ancora registrato, che viene fatto scorrere con la velocità normale di registrazione davanti ad una testina la cui bobina è percorsa da una corrente alternata a frequenza notevolmente elevata (35-40 KHz), non risulta magnetizzato.

Infatti, data la velocità piuttosto bassa di scorrimento del nastro e la frequenza molto elevata del campo magnetico inducente, una ristretta zona di nastro che entra nell'influenza magnetica della testina subisce dei cicli di isteresi completi. Dapprima, cioè non appena tale

zona entra nell'influenza del campo magnetico, i cicli sono molto piccoli per diventare via via sempre più grandi fino a raggiungere la massima ampiezza in corrispondenza del traferro. Come la zona considerata si allontana dal traferro, i cicli di isteresi vanno via via diminuendo fino a scomparire quando la zona esce dall'influenza del campo inducente.

È evidente allora che anche il magnetismo residuo, che è proporzionale all'ampiezza dei cicli di isteresi e quindi all'intensità del campo inducente, aumenta da zero ad un massimo durante la fase di avvicinamento del nastro al traferro e diminuisce e si azzera durante la fase di allontanamento.

Si ottiene quindi che il nastro, sottoposto ad un campo magnetico alternato a frequenza elevata, anche dopo il passaggio davanti alla testina, rimane privo di magnetizzazione.

Supponiamo ora di sottoporre un nastro registrato, cioè magnetizzato con un segnale ad audiofrequenza, al medesimo processo.

Su una ristretta zona è presente un certo magnetismo residuo *Br*. Se l'intensità del campo magnetico alternato ad alta frequenza è tale da superare il valore di saturazione del nastro, i cicli di isteresi che la zona subisce durante la fase di avvicinamento al traferro della testina, partono da *Br* ed aumentano fino a spingersi al livello di saturazione

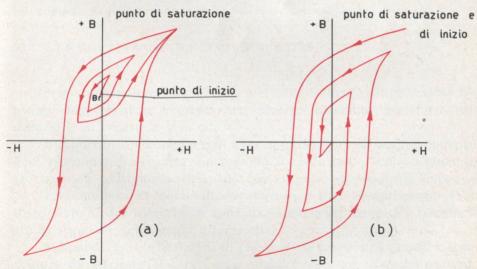



Fig. 8-19 - Processo di cancellazione del nastro durante la fase di avvicinamento al traferro (a) e durante la fase di allontanamento (b)

in corrispondenza dell'asse del traferro, secondo il grafico rappresentato in fig. 8-19a.

Durante la fase di allontanamento il campo magnetico ad alta frequenza diminuisce e pertanto, secondo quanto detto in precedenza, i cicli di isteresi diminuiscono e si azzerano (fig. 8-19b) e con essi diminuisce e si azzera il magnetismo residuo con conseguente scomparsa del segnale audio già registrato sul nastro.

La testina di annullamento precede generalmente, nell'ordine di passaggio del nastro, quella di registrazione così che, prima che il nastro venga registrato, si ha la cancellazione di qualunque segnale acustico e di qualunque traccia accidentale di magnetizzazione esistenti sul nastro stesso.

CAPITOLO NONO

Amplificatori BF a tubi termoionici e a transistori

Gli amplificatori ad audiofrequenza (BF) sono destinati ad amplificare direttamente la parola od il suono prodotti davanti ad un microfono e a riprodurre, amplificandoli, i suoni registrati su dischi e su nastri magnetici.

Essi sono costituiti generalmente da tre stadi amplificatori: due di tensione e uno di potenza. Il primo stadio è detto preamplificatore o stadio di entrata, il secondo stadio pilota e il terzo stadio finale o di potenza.

Gli amplificatori BF possono essere realizzati sia con i tubi termoionici che con i transistori e presentano, rispetto ad altri complessi elettronici quali, ad esempio, i radioricevitori e i radiotrasmettitori, una costruzione pratica meno critica in quanto non comprendono circuiti ad alta frequenza, cioè induttanze e capacità, molte delle quali variabili, di difficile posizionamento e di valore critico, ed inoltre non necessitano di taratura e di messa a punto.

81 - GENERALITÀ SUGLI AMPLIFICATORI BF

Prima di analizzare lo schema elettrico di alcuni amplificatori BF aventi caratteristiche e prestazioni diverse, facciamo qualche considerazione di carattere generale.

Il requisito fondamentale di ogni amplificatore ad audiofrequenza è di riprodurre, all'uscita, un segnale amplificato, il cui andamento corrisponda esattamente a quello del segnale applicato all'entrata.

Tale requisito di fedeltà di riproduzione è però compromesso dalle distorsioni e dai disturbi causati dagli elementi circuitali compresi tra la sorgente del segnale e l'orecchio.

Abbiamo visto infatti al § 40 che le distorsioni ed i disturbi sono sempre da attribuirsi a tutti quei segnali che, non essendo present nella tensione di entrata dell'amplificatore, compaiono, tuttavia, nell:

tensione di uscita, alterandone la forma rispetto a quella del segnale di ingresso.

Ricordiamo che le distorsioni di frequenza si verificano quando le frequenze componenti il segnale di ingresso non vengono amplificate tutte allo stesso modo; le distorsioni di fase si hanno quando tali componenti, passando attraverso elementi circuitali costituiti da reattanze, subiscono ritardi o sfasamenti diversi a secondo della loro frequenza; le distorsioni armoniche che, come abbiamo detto, sono le più gravi, sono dovute alla non linearità delle caratteristiche dinamiche dei tubi e dei transistori, cioè alla comparsa nel segnale di uscita di componenti armoniche non presenti nel segnale di entrata.

Tali distorsioni vengono di solito ridotte entro i limiti tollerabili mediante le reti di controreazione (§ 43).

Negli amplificatori BF, oltre alle suaccennate distorsioni, possono essere presenti altri disturbi che causano fastidiosi fruscii e rumori di fondo.

Tali disturbi sono dovuti principalmente:

a) *All'effetto microfonico* determinato essenzialmente dalla non perfetta rigidità della struttura interna di un tubo termoionico, che può entrare in vibrazione meccanica ad una frequenza acustica soprattutto nel caso in cui esso, trovandosi vicino all'altoparlante, venga trascinato in vibrazioni dalle onde acustiche. La variazione della posizione geometrica degli elettrodi agisce sulla corrente anodica come farebbe un segnale applicato in griglia. L'effetto microfonico può essere determinato anche dalla discontinuità del flusso elettronico che transita per il tubo, causata da una irregolare emissione che produce sugli elettrodi delle piccolissime tensioni di rumore che vengono poi amplificate dagli stadi successivi.

b) *All'effetto di agitazione molecolare* che si manifesta soprattutto nell'interno delle resistenze quando, con l'aumentare della temperatura per l'effetto termico della corrente, gli elettroni assumono un movimento caotico che dà luogo, in altoparlante, ad un fruscio fastidioso.

c) *All'effetto di induzione* che provoca in altoparlante un caratteristico *ronzio* causato dai campi elettrici e dai campi magnetici dispersi che inducono nei circuiti percorsi dal segnale, tensioni a frequenza acustica.

Lo stesso ronzio può essere determinato dalla presenza di una notevole componente alternata a 50 o a 100 Hz nella tensione continua di alimentazione dei tubi a causa dello scarso filtraggio degli stadi alimentatori.

d) *Alle oscillazioni parassite* determinate da una indesiderata reazione positiva in uno o più stadi amplificatori. Tali oscillazioni se sono ad alta frequenza non sono udibili, ma determinano distorsioni notevoli nel segnale di uscita; se sono a frequenza acustica vengono percepite sotto forma di un suono che si sovrappone a quello da riprodurre. La reazione positiva può aver luogo per diversi motivi, principalmente per gli accoppiamenti a carattere induttivo tra collegamenti appartenenti a circuiti diversi che comportano un trasferimento di energia da uno all'altro. Se, per esempio, viene indotta una tensione anche minima nel circuito di griglia, in fase con il segnale applicato, si ha una reazione positiva che può dar luogo all'innesco di oscillazioni.
La stessa controreazione può facilitare, in alcuni casi, il fenomeno delle autooscillazioni. Sappiamo che il segnale retrocesso è esattamente in opposizione di fase con il segnale applicato in griglia ad una certa frequenza centrale della gamma. In corrispondenza delle altre frequenze, ed in particolare a quelle esterne, lo sfasamento tra il segnale applicato in griglia e il segnale retrocesso, a causa degli elementi reattivi circuitali, non è più di 180°: una componente della tensione di reazione può allora risultare in fase con il segnale e la reazione da negativa può trasformarsi in positiva facilitando così l'innesco delle oscillazioni.

È evidente che i disturbi suaccennati possono essere evitati o ridotti con uno studio appropriato dei valori da assegnare agli elementi circuitali, della opportuna sistemazione delle parti componenti l'amplificatore, dello schema di cablaggio, delle qualità dei componenti, ecc. e soprattutto attraverso le modifiche che, in sede sperimentale, si rendono necessarie per ottenere, compatibilmente con il costo, la riproduzione più soddisfacente.

La tensione rumore di fondo causata dai disturbi sopra descritti, oltre a provocare delle distorsioni nel segnale di uscita e quindi a compromettere la fedeltà di riproduzione, limita un'altra caratteristica dell'amplificatore: *la sensibilità.*

Per sensibilità di un amplificatore si intende il valore della tensione di entrata necessario per ottenere una determinata potenza indistorta di uscita.

Maggiore è la tensione di entrata richiesta e minore, a parità di potenza indistorta di uscita, è la sensibilità.

Infatti, per ottenere una riproduzione sufficientemente fedele, occorre che il segnale di entrata sia maggiore della tensione rumore di fondo, e, se la rumorosità dell'amplificatore è grande, occorre ridurre l'amplificazione per non ingrandire oltre certi limiti la tensione rumore di fondo, per cui occorre aumentare il segnale di entrata se si vuol ottenere quella determinata potenza di uscita, con conseguente diminuzione della sensibilità.

Gli amplificatori BF sono caratterizzati, oltre che dalla fedeltà e dalla sensibilità, anche dalla loro *potenza di uscita massima indistorta*, cioè dalla massima potenza che l'amplificatore può dare all'uscita con una percentuale di distorsione contenuta entro i limiti richiesti per la qualificazione (normale, professionale, ad alta fedeltà) dell'amplificatore stesso.

82 - AMPLIFICATORI DI POTENZA BF A TUBI TERMOIONICI

Abbiamo detto che un amplificatore di potenza BF è normalmente costituito da uno stadio preamplificatore o di entrata, da uno stadio pilota e da uno stadio di potenza o finale.

a) *Stadio di entrata.* - È uno stadio amplificatore di tensione e può avere una o più funzioni a seconda delle caratteristiche e delle prestazioni che si richiedono all'amplificatore. Di solito si usa fare una distinzione tra stadio di entrata e stadio preamplificatore.

Negli amplificatori di piccola potenza, aventi caratteristica di risposta media, lo stadio di entrata è costituito da un solo tubo che precede direttamente lo stadio pilota ed è montato sullo stesso telaio dell'amplificatore. In questo caso la sua funzione è soprattutto quella di produrre una elevata amplificazione del segnale, qualunque siano le caratteristiche della sorgente del segnale stesso.

Negli amplificatori di alta classe, lo stadio di entrata viene detto preamplificatore ed è montato normalmente su un telaio separato

da quello degli altri stadi per evitare dannosi accoppiamenti elettrici e magnetici.

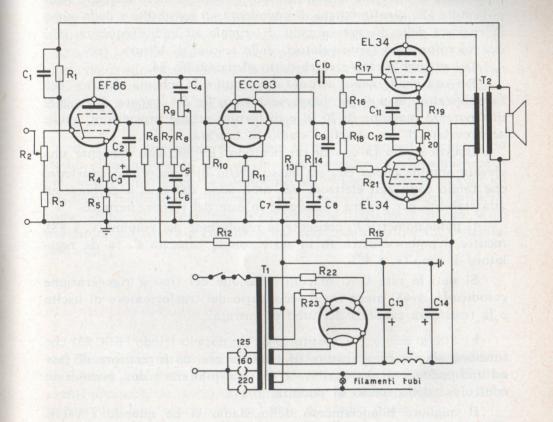



Fig. 9-1 - Circuito elettrico di un amplificatore BF della potenza massima di 20 W

Valori dei componenti

R_1 = 5,6 K Ω	R_{14} = 180 K Ω	C_2 = 560 nF
R_2 = 1 M Ω	R_{15} = 15 K Ω	C_3 = 50 μF
R_3 = 4,7 K Ω	R_{16} = 470 K Ω	C_4 = 20 pF
R_4 = 2,2 K Ω	R_{17} = 2,2 K Ω	C_5 = 47 pF
R_5 = 100 K Ω	R_{18} = 470 K Ω	C_6 = 8 μF
R_6 = 390 K Ω	R_{19} = 470 Ω	C_7 = 220 nF
R_7 = 100 Ω	R_{20} = 470 Ω	C_8 = 8 μF
R_8 = 4,7 K Ω	R_{21} = 2,2 K Ω	C_9 = 470 nF
R_9 = 0,5 M Ω	R_{22} e R_{23} dipendono	C_{10} = 470 nF
R_{10} = 1 M Ω	dalla R del	C_{11} = 50 μF
R_{11} = 82 K Ω	trasformatore	C_{12} = 50 μF
R_{12} = 270 K Ω		C_{13} = 50 μF
R_{13} = 180 K Ω	C_1 = 330 pF	C_{14} = 50 μF

Può essere costituito da uno o più tubi ed ha una funzione più complessa di quella del semplice stadio di entrata. Infatti, oltre che a produrre una elevata amplificazione del segnale, deve adattare l'amplificatore alle caratteristiche di impedenza, di sensibilità e della curva di risposta delle diverse sorgenti di segnale ad audiofrequenza, cioè dei microfoni, dei fonorivelatori, delle testine di lettura, ecc.

Del preamplificatore verrà detto al paragrafo 84.

Per ora analizziamo, a titolo di esempio, lo schema elettrico dell'amplificatore di potenza, rappresentato in fig. 9-1, capace di erogare una potenza massima di 20 W e di fornire ottime prestazioni, anche se provvisto di un semplice stadio di entrata.

Questo stadio fa uso di un pentodo (EF 86) che consente una elevata amplificazione con un basso livello di rumore. Le resistenze che fanno capo agli elettrodi del tubo sono del tipo a carbone ad alta stabilità per evitare l'insorgere in esse del rumore termico.

Il potenziometro R_2 consente la regolazione del volume (v. § 47), mentre il potenziometro R_9 in serie con la capacità C_4 fa da regolatore di tono (v. § 47).

Si noti la rete $C_1 R_1$ di controreazione del tipo a rigenerazione catodica (v. § 43) presa tra il secondario del trasformatore di uscita e la resistenza catodica del tubo di entrata.

b) *Stadio pilota.* - È costituito da un doppio triodo (ECC 83) che funziona sia da amplificatore di tensione che da invertitore di fase ad accoppiamento catodico (v. § 45) per pilotare i due pentodi in controfase dello stadio di potenza.

Il migliore bilanciamento dello stadio si ha quando i valori delle resistenze R_{13} e R_{14} sono i più vicini tra loro e comunque contenuti entro i limiti di tolleranza non superiori al 5%. Anche i valori dei carichi anodici costituiti dalle resistenze R_{16} e R_{18}, devono essere i più precisi possibile e non superare i limiti di tolleranza del 0,3%.

Il bilanciamento alle frequenze più basse dipende dal valore della costante di tempo $R_{10} C_7$ del circuito di griglia, mentre il bilanciamento alle alte frequenze dipende soprattutto dalla simmetria di cablaggio, cioè dalle capacità distribuite che devono risultare uguali nelle due sezioni del tubo pilota.

c) *Stadio finale.* - È costituito da due pentodi di grande potenza (EL 34) disposti in controfase.

Le tensioni di griglia schermo dei due tubi vengono prelevate dal primario del trasformatore di uscita per mezzo di due prese predisposte in corrispondenza del 40% circa dell'avvolgimento. L'assenza dei condensatori di fuga sulle griglie schermo ed il particolare sistema di prelievo della tensione di polarizzazione dànno origine ad una controreazione. Infatti parte del segnale presente sul primario del trasformatore di uscita risulta applicato alle griglie schermo dei pentodi finali. Questa controreazione, che interessa solo lo stadio finale, aggiungendosi al normale circuito di controreazione $C_1 R_1$, permette di ottenere una curva di risposta molto lineare.

d) *Stadio alimentatore.* - Come si può notare nello schema, lo stadio alimentatore fa uso di un trasformatore di alimentazione a più prese primarie per l'adattamento alle diverse tensioni di rete, di un diodo raddrizzatore biplacca che consente di ottenere l'utilizzazione anche della semionda negativa della tensione e di un filtro livellatore del tipo a π costituito dai condensatori C_{13} e C_{14} e dall'induttanza L.

83 - AMPLIFICATORI BF A TRANSISTORI

Descriviamo brevemente tre amplificatori per bassa frequenza a transistori, riportati nei bollettini di informazione tecnica Philips, aventi pressochè le stesse caratteristiche e le stesse prestazioni. Differiscono tra loro soprattutto nel tipo di stadio finale.

Tutti e tre consistono in uno stadio di entrata e in uno stadio pilota equipaggiati con un solo transistore e in uno stadio finale equipaggiato con due transistori collegati secondo i diversi sistemi già descritti al § 46.

In fig. 9-2 è rappresentato lo schema elettrico convenzionale di un amplificatore BF con stadio finale in controfase funzionante in classe B.

La potenza di uscita è di circa 1,5 W con distorsione totale di circa il 5%.

Lo stadio di entrata è equipaggiato con un transistore del tipo *p-n-p* (OC71) stabilizzato termicamente mediante il partitore di tensione di base R_3 e R_4 e la resistenza di emettitore R_6, disaccoppiata

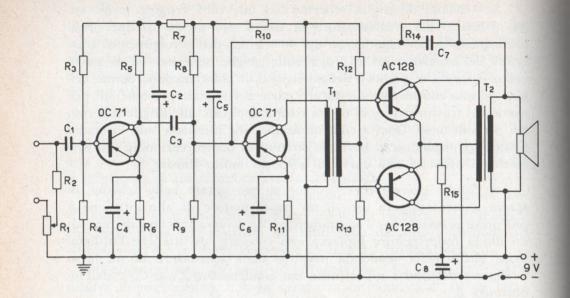



FIG. 9-2 - Circuito elettrico dell'amplificatore BF con stadio finale in controfase classe B

Valori dei componenti

R_1 = 10 K Ω	R_9 = 6.8 K Ω	C_1 = 10 μF
R_2 = 260 K Ω	R_{10} = 100 Ω	C_2 = 100 μF
R_3 = 150 K Ω	R_{11} = 470 Ω	C_3 = 10 μF
R_4 = 47 K Ω	R_{12} = 1,8 K Ω	C_4 = 100 μF
R_5 = 8.2 K Ω	R_{13} = 33 Ω	C_5 = 100 μF
R_6 = 3,9 K Ω	R_{14} = 56 K Ω	C_6 = 400 μF
R_7 = 100 Ω	R_{15} = 2,7 Ω	C_7 = 100 pF
R_8 = 10 K Ω		C_8 = 100 μF

per mezzo del condensatore C_4. Il controllo di volume è ottenuto con il potenziometro R_1. Anche lo stadio pilota fa uso di un transistore OC71 stabilizzato per mezzo del partitore di base R_8 e R_9 e della resistenza disaccoppiata R_{11} di emettitore. Il trasformatore pilota T_1, avvolto su un nucleo di mumental uguale a quello impiegato per il trasformatore di uscita T_2, ha un rendimento del 0,85 e una discreta risposta alle basse frequenze. Lo stadio finale è equipaggiato con due transistori AC128 in controfase funzionanti in classe B.

La bassa resistenza di emettitore R_{15} permette di ottenere una maggiore potenza utile.

La rete $R_{14}C_7$, collegata tra la base del transistore pilota e il secondario del trasformatore di uscita, provvede alla necessaria controreazione.

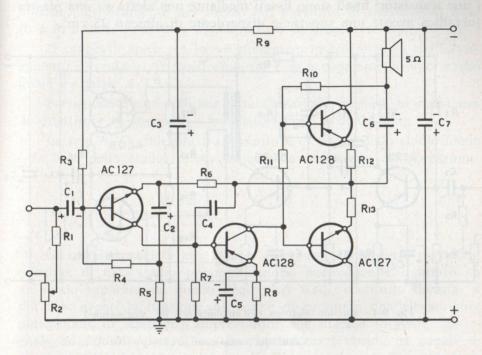



FIG. 9-3 - Circuito elettrico dell'amplificatore BF a simmetria complementare

Valori dei componenti

R_1 = 1 MΩ	R_8 = 39 Ω	C_1 = 6,4 μF
R_2 = 470 KΩ	R_9 = 3,9 KΩ	C_2 = 320 μF
R_3 = 33 KΩ	R_{10} = 300 Ω	C_3 = 160 μF
R_4 = 15 KΩ	R_{11} = 22 Ω	C_4 = 680 pF
R_5 = 4,7 Ω	R_{12} = 2,2 Ω	C_5 = 125 μF
R_6 = 2,2 KΩ	R_{13} = 2,2 Ω	C_5 = 320 μF
R_7 = 820 Ω	Altop. = 5 Ω	C_7 = 320 μF

La fig. 9-3 rappresenta lo schema elettrico di un amplificatore BF della potenza massima di uscita di 800 mW con una distorsione del 10% circa. Lo stadio di entrata utilizza un transistore del tipo *n-p-n* (AC127) a basso rumore di ingresso, mentre lo stadio pilota è equipaggiato con un transistore del tipo *p-n-p* (AC128). Lo stadio finale

è del tipo a simmetria complementare e perciò utilizza un transistore *p-n-p* (AC128) e un transistore *n-p-n* (AC127). Il circuito è termicamente stabile fino ad una temperatura ambiente di 45°C, purchè i due transistori finali siano fissati mediante una aletta su una piastra metallica avente una superficie disperdente di almeno 25 cm².

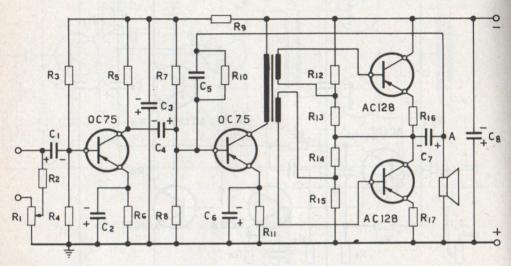



FIG. 9-4 - Circuito elettrico dell'amplificatore BF single-ended

Valori dei componenti

R_1 = 1 MΩ	R_{10} = 100 KΩ	C_1 = 10 μF
R_2 = 470 KΩ	R_{11} = 820 Ω	C_2 = 50 μF
R_3 = 150 KΩ	R_{12} = 680 Ω	C_3 = 200 μF
R_4 = 15 KΩ	R_{13} = 22 Ω	C_4 = 10 μF
R_5 = 6,8 KΩ	R_{14} = 680 Ω	C_5 = 100 μF
R_6 = 1,5 KΩ	R_{15} = 22 Ω	C_6 = 100 μF
R_7 = 15 KΩ	R_{16} = 0,5 Ω	C_7 = 400 μF
R_8 = 18 KΩ	R_{17} = 0,5 Ω	C_8 = 200 μF
R_9 = 150 Ω		Altop. = 8 Ω

Lo schema elettrico di fig. 9-4 rappresenta un amplificatore BF con stadio finale del tipo single-ended equipaggiato con due transistori AC128 funzionanti in classe B.

La potenza di uscita è di 1 W con una distorsione del 3%.

Lo stadio di entrata utilizza un transistore del tipo *p-n-p* (OC75) ed è stabilizzato termicamente con un partitore di tensione R_3 e R_4

e con una resistenza disaccoppiata di emettitore R_6. Il controllo di volume è ottenuto con il potenziometro R_1.

Anche lo stadio pilota è equipaggiato con il transistore OC75 stabilizzato termicamente per mezzo del partitore di tensione di base R_7 e R_8 e della resistenza disaccoppiata di emettitore R_{11}.

Il rapporto spire tra l'avvolgimento primario e metà dell'avvolgimento secondario del trasformatore T di accoppiamento allo stadio finale è uguale a 1,9 : 1.

Per ottenere una sufficiente stabilizzazione termica, la resistenza di emettitore di entrambi i transistori finali è di 0,5 ohm.

La rete $R_{10} C_5$ collegata tra il punto A di uscita dello stadio finale e la base dello stadio pilota assicura la necessaria controreazione.

84 - IL PREAMPLIFICATORE

Gli amplificatori di alta classe fanno uso, come detto precedentemente, di uno stadio preamplificatore, normalmente montato su un telaio separato da quello degli altri stadi, costituito da uno o più tubi aventi la funzione, oltre che di produrre una elevata amplificazione, di adattare l'amplificatore alle diverse sorgenti del segnale ad audiofrequenza, cui corrispondono i cosiddetti *canali di ingresso.* Gli adattamenti principali che normalmente si richiedono per ottenere una riproduzione di buona fedeltà sono:

a) *Adattamento di impedenza.* - Le sorgenti del segnale ad audiofrequenza sono costituite dai diversi tipi di microfoni, di fonorivelatori magnetici e piezoelettrici per dischi normali (78 giri) e a microsolco, e di testine di lettura e di registrazione per nastro magnetico. Ogni tipo di sorgente ha una propria caratteristica di impedenza che deve essere adattata all'impedenza di ingresso dell'amplificatore.

Il problema viene risolto munendo il preamplificatore di tante prese di ingresso e di un commutatore a tante posizioni quante sono i canali di ingresso di impedenza diversa che si desiderano utilizzare. Ciascuna posizione del commutatore è collegata alla griglia controllo (o alla base del transistore ad emettitore comune) del preamplificatore attraverso resistenze di ingresso, di valore opportuno, che adat-

tano l'impedenza dell'amplificatore all'impedenza della sorgente di segnale.

Nello schema elettrico di fig. 9-5, rappresentante uno stadio preamplificatore che fa uso di due pentodi ad alto μ, sono chiaramente visibili le resistenze di ingresso.

b) *Adattamento di sensibilità.* - La tensione del segnale da amplificare ha valore diverso per i diversi canali di ingresso, cioè per i diversi tipi di sorgente di segnale. Per segnali molto deboli, l'adattamento di sensibilità si ottiene mediante più stadi preamplificatori.

Generalmente, per segnali di intensità normale le stesse resistenze di adattamento di impedenza comportano anche l'adattamento di sensibilità.

c) *Adattamento della curva di risposta.* - Abbiamo detto al paragrafo 74, che la registrazione sonora su dischi viene effettuata con il sistema di incisione laterale ad ampiezza costante e a livello variabile in funzione della frequenza. In tal modo la curva di registrazione assume l'andamento di fig. 8-5 in cui è evidente che il livello di registrazione è minimo per le basse frequenze ed è massimo per le frequenze più elevate. Di conseguenza abbiamo osservato che, affinchè i suoni riprodotti dall'amplificatore corrispondano esattamente ai suoni registrati, occorre introdurre nei preamplificatori i circuiti di equalizzazione, cioè dei circuiti capaci di dare una curva di risposta alle varie frequenze detta curva di equalizzazione esattamente complementare (fig. 8-6) a quella di registrazione, in modo da ottenere, all'uscita dell'amplificatore, una curva sufficientemente lineare.

Analoghe considerazioni abbiamo fatto al paragrafo 78 a proposito della registrazione e della riproduzione magnetica del suono. I circuiti di equalizzazione sono costituiti da diverse reti *RC* che determinano una controreazione di efficacia diversa in corrispondenza alle diverse frequenze, detta perciò *controreazione selettiva*, che può quindi modificare la curva di risposta dello stadio in cui è inserita, così da renderla complementare a quella dei canali di ingresso.

I preamplificatori sono dunque dotati di tanti diversi circuiti di equalizzazione, costituiti da reti *RC*, quanti sono i canali di ingresso, come è chiaramente rappresentato in fig. 9-5.

Si osservi infatti che nel circuito di ingresso di ciascun canale, a cui corrisponde una posizione del commutatore, vengono impiegate

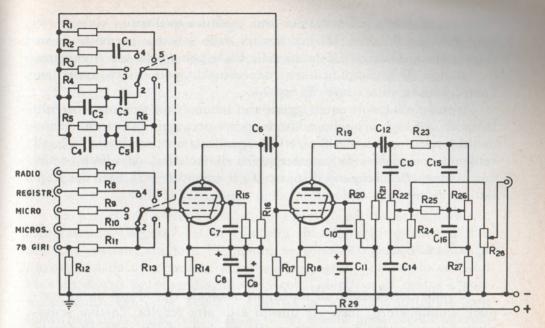



FIG. 9-5 - Circuito elettrico di un preamplificatore equipaggiato con tubi termoionici

Valori dei componenti

R_1 = 330 K Ω	R_{16} = 220 K Ω	C_2 = 150 pF
R_2 = 560 K Ω	R_{17} = 1 M Ω	C_3 = 560 pF
R_3 = 10 M Ω	R_{18} = 1,2 K Ω	C_4 = 2,2 nF
R_4 = 560 K Ω	R_{19} = 82 K Ω	C_5 = 220 pF
R_5 = 5,6 M Ω	R_{20} = 390 K Ω	C_6 = 0,1 µF
R_5 = 220 K Ω	R_{21} = 18 K Ω	C_7 = 0,1 µF
R_7 = 2.2 M Ω	R_{22} = 250 K Ω log.	C_8 = 25 µF
R_8 = 56 K Ω	R_{23} = 68 K Ω	C_9 = 8 µF
R_9 = 1 M Ω	R_{24} = 47 K Ω	C_{10} = 0,1 µF
R_{10} = 68 K Ω	R_{25} = 39 K Ω	C_{11} = 25 µF
R_{11} = 1 M Ω	R_{25} = 250 K Ω log.	C_{12} = 0,1 µF
R_{12} = 100 K Ω	R_{27} = 6,8 K Ω	C_{13} = 560 pF
R_{13} = 100 K Ω	R_{28} = 250 K Ω log.	C_{14} = 8,2 nF
R_{14} = 2,2 K Ω	R_{29} = 33 K Ω	C_{15} = 2,2 nF
R_{15} = 1 M Ω	C_1 = 390 pF	C_{16} = 20 nF

resistenze in serie di valore diverso per l'adattamento della sensibilità e dell'impedenza e reti *RC* di controreazione a componenti diversi per l'adattamento della curva di risposta.

L'alimentazione dei filamenti e degli elettrodi dei tubi è prelevata dall'alimentatore dell'amplificatore di potenza a cui il preamplificatore viene unito.

Una efficace regolazione dei toni, ottenuta mediante i classici circuiti del tipo *RC* (v. § 47) ben visibili nello schema, permette di variare a piacere la risposta tanto delle basse come delle alte frequenze.

Il tipo di preamplificatore rappresentato può essere usato con l'amplificatore di potenza di fig. 9-1.

I preamplificatori equipaggiati con i transistori vengono costruiti in modo analogo a quello adottato per i preamplificatori che fanno uso dei tubi termoionici. Le reti di equalizzazione, mediante le quali vengono compensate le caratteristiche di incisione dei dischi e dei nastri magnetici, vengono disposte tra il collettore e la base del transistore di entrata.

85 - LA STEREOFONIA

È noto che l'ascolto di un brano musicale riprodotto da un normale amplificatore, anche se questo è di alta fedeltà, dà una sensazione notevolmente diversa da quella prodotta dall'ascolto effettuato direttamente davanti all'orchestra.

Nel primo caso ci si accorge subito che i suoni provengono da una sola direzione e dalla medesima distanza, mancano cioè del senso della *direttività* e del senso della *profondità* che si hanno invece nel secondo caso.

Infatti, nell'ascolto diretto, le differenze di intensità, di fase e di tempo con cui lo stesso suono giunge all'orecchio destro e all'orecchio sinistro, producono due sensazioni uditive diverse che permettono di giudicare la direzione e la distanza delle sorgenti sonore, cioè la disposizione degli strumenti nel complesso orchestrale, disposizione che, come è noto, è opportunamente stabilita per dare al brano musicale il massimo effetto armonico e di rilievo.

Nel primo caso si ottiene dunque un *effetto monofonico*, analogo, sotto molti punti di vista, all'effetto bidimensionale (monoscopico) nelle immagini visive, come quello che si ottiene con una normale fotografia che non permette, all'osservatore, di giudicare con esattezza la relativa posizione degli oggetti, specialmente per quanto riguarda la profondità.

Nel secondo caso si ottiene invece un *effetto stereofonico* che consiste appunto nella netta percezione delle diverse sensazioni uditive

dovute ai suoni provenienti dagli strumenti disposti alla destra e alla sinistra dell'ascoltatore, e dagli strumenti più lontani e più vicini, e quindi nella sensazione della direttività e della profondità delle sorgenti sonore.

L'effetto stereofonico è paragonabile all'effetto stereoscopico, cioè all'effetto tridimensionale nelle immagini che si ottengono guardando ad occhio nudo un oggetto solido. Infatti mentre l'occhio destro vede l'oggetto sotto una certa prospettiva, l'occhio sinistro contemporaneamente lo vede sotto un'altra prospettiva. Dalla fusione delle due differenti immagini da parte dell'organo visivo si ha la percezione del rilievo e quindi la sensazione della profondità.

La percezione stereoscopica può essere prodotta artificialmente fotografando l'oggetto solido con una macchina fotografica a due obiettivi distanti tra loro di quanto lo sono in media i due occhi umani, così da ottenere due differenti immagini. Guardando ora con l'occhio destro la fotografia ottenuta con l'obiettivo di destra e contemporaneamente con l'occhio sinistro la fotografia ottenuta con l'obiettivo di sinistra, con l'ausilio di un adatto apparecchio (stereoscopio), le due differenti immagini si vedono sovrapposte e fuse in una sola e la percezione visiva che si ottiene è quella del rilievo.

Anche l'effetto stereofonico può essere ottenuto artificialmente con il concorso di accorgimenti tecnici che conferiscono ai suoni, in una più ampia prospettiva acustica, l'effetto della profondità e della direttività.

La stereofonia si attua registrando contemporaneamente i suoni provenienti da una orchestra su due canali separati mediante due microfoni (normalmente direzionali) disposti in due posizioni diverse e autonomi l'uno dall'altro. Durante la riproduzione, i segnali dei due canali vengono amplificati separatamente e riprodotti da due altoparlanti (o da due gruppi di altoparlanti) dislocati in posizioni che riflettono quelle dei microfoni durante la registrazione.

L'effetto di direzionalità è ovvio, dato che i suoni vengono riprodotti nelle direzioni corrispondenti a quelle con cui sono stati registrati. Tuttavia tale effetto non potrà essere perfetto, poichè in realtà le direzioni da cui provengono i suoni sono infinite, mentre i canali di registrazione e di riproduzione sono soltanto due.

L'effetto di profondità è condizionato invece dall'efficienza dell'organo uditivo, cioè dalla sua capacità di differenziare le sensazioni

sonore che provengono all'orecchio destro e a quello sinistro, e dalla sua capacità di unificare tali sensazioni mettendo per così dire « a fuoco » la distanza dalla sorgente sonora.

Per ottenere un buon effetto stereofonico occorre che la posizione dei microfoni durante la registrazione e la posizione degli altoparlanti durante l'ascolto vengano adeguatamente studiate e che le registrazioni e le riproduzioni dei due canali siano perfettamente sincronizzate.

È evidente che il sistema di registrazione stereofonica sia su disco che su nastro, diversamente da quella monofonica, deve consentire la registrazione, e quindi la riproduzione, contemporanea dei due canali, assolutamente separati l'uno dall'altro.

Anche l'amplificatore stereofonico deve perciò essere costituito da due sezioni amplificatrici, una per canale, identiche tra loro da tutti i punti di vista.

86 - AMPLIFICATORE STEREOFONICO A TUBI TERMOIONICI

In fig. 9-6 viene rappresentato, a titolo di esempio, il circuito di un semplice amplificatore stereofonico capace di fornire per ogni canale una massima potenza indistorta di uscita di 2 W.

L'ingresso è previsto per l'impiego di pick-up piezoelettrici.

I due canali di amplificazione sono elettricamente identici fatta eccezione del commutatore C per l'inversione di fase per l'altoparlante che figura solo nel primo canale, e del potenziometro R_1 per il controllo del bilanciamento, che per un canale deve essere del tipo a variazione logaritmica, mentre per l'altro canale deve seguire la legge antilogaritmica.

Ciascun canale comprende uno stadio preamplificatore BF equipaggiato con una sezione di un doppio triodo (ECC82) e uno stadio finale equipaggiato con un pentodo di potenza (EL84) funzionante in classe A, che assicura una perfetta linearità di risposta alle varie frequenze.

Entrambi i canali di amplificazione impiegano le reti di controreazione R_{12} C_7 e R_{13} C_8 che provvedono a retrocedere all'ingresso una frazione del segnale presente sul secondario del corrispondente tra-

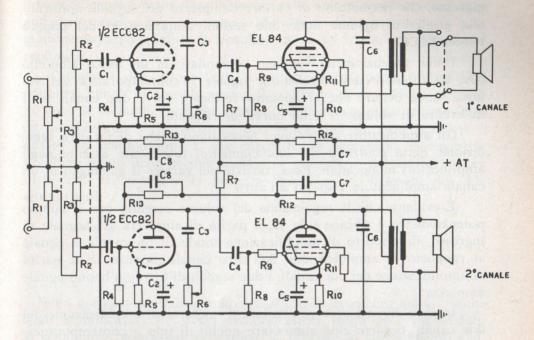



Fig. 9-6 - Circuito elettrico di un amplificatore stereofonico da 2 W per canale

Valori dei componenti

R_1 = 0,5 M Ω	R_8 = 1 M Ω	C_2 = 50 μF
R_2 = 0,5 M Ω	R_9 = 1,2 K Ω	C_3 = 10 nF
R_3 = 680 Ω	R_{10} = 120 Ω	C_4 = 22 nF
R_4 = 0,5 M Ω	R_{11} = 10 K Ω	C_5 = 100 μF
R_5 = 1,2 K Ω	R_{12} = 4,7 K Ω	C_6 = 10 nF
R_6 = 1 M Ω	R_{13} = 10 K Ω	C_7 = 10 nF
R_7 = 100 K Ω	C_1 = 47 nF	C_8 = 0,1 μF

sformatore di uscita, allo scopo di ridurre le distorsioni soprattutto di fase, essendo molto importante la caratteristica di fase degli amplificatori stereofonici per ottenere il perfetto sincronismo tra il segnale di uscita di un canale e il segnale di uscita dell'altro canale.

I due potenziometri R_6, da *1* M Ω, posti sulla placca di ciascuna sezione del doppio triodo di entrata provvedono ad effettuare il taglio delle frequenze non desiderate, cioè a regolare il tono.

La regolazione del volume di ciascun canale è ottenuta per mezzo di due distinti potenziometri R_2, da *0,5* M Ω, inseriti nel circuito di

ingresso, che permettono di variare l'ampiezza del segnale applicato alla griglia di ognuna delle due sezioni amplificatrici del doppio triodo ECC82.

I due potenziometri vengono comandati da un unico alberello così da ottenere una regolazione uguale e contemporanea del volume, onde evitare che si possano verificare tra i due canali forti differenze di volume o della curva di risposta.

Gli amplificatori stereofonici necessitano anche di un'altra regolazione, detta *controllo del bilanciamento*, totalmente assente negli amplificatori monocanali. Essa consiste nel variare il guadagno di un canale amplificatore rispetto all'altro.

È evidente che la regolazione del volume eseguita con il doppio potenziometro è efficace solo se, a parità di ampiezza del segnale di ingresso, il rapporto di amplificazione totale di un canale è uguale al rapporto di amplificazione dell'altro canale, oppure se, a parità di amplificazione dei due canali, i due segnali di ingresso hanno uguale ampiezza.

In caso diverso occorre regolare il rapporto di amplificazione dei due canali, occorre cioè aumentare quello di uno e contemporaneamente diminuire quello dell'altro o viceversa. Allo scopo vengono usati due potenziometri (R_1) a comando unico, l'uno a variazione logaritmica, l'altro a variazione antilogaritmica.

A bilanciamento ultimato, il guadagno totale dei due canali è perfettamente uguale in tutte le posizioni del doppio potenziometro per la regolazione del volume, e gli altoparlanti presentano uguale uscita acustica, cioè, come si suole dire, forniscono un *suono bilanciato*.

Evidentemente per ottenere il bilanciamento del suono occorre che le vibrazioni del radiatore acustico di un altoparlante siano in fase con le vibrazioni del radiatore acustico dell'altro altoparlante.

Un'inversione di fase, dovuta all'inversione di collegamento di una bobina mobile rispetto all'altra al secondario dei rispettivi trasformatori di uscita, produrrebbe da parte di un altoparlante un susseguirsi di onde sonore sfasate di 180° rispetto alle onde sonore emesse dall'altro altoparlante. Si avrebbe cioè, in corrispondenza degli strati di compressione o di rarefazione del mezzo, causati dal suono di un canale, strati rispettivamente di rarefazione e di com-

pressione causati nello stesso istante, dallo stesso suono emesso però dall'altro canale. Tale sfasamento determinerebbe un notevole peggioramento nella qualità di riproduzione e un irregolare effetto stereofonico.

Quando i due altoparlanti sono permanentemente collegati ai rispettivi canali di amplificazione, il controllo di fase viene eseguito in sede di collaudo; quando invece il collegamento tra altoparlanti ed amplificatori è provvisorio, uno dei canali di amplificazione è dotato del commutatore C che permette, se necessario, di invertire il collegamento della bobina mobile al secondario del trasformatore di uscita, per ottenere la perfetta fase tra le vibrazioni dei due altoparlanti.

87 - I CIRCUITI STAMPATI

Nella costruzione delle apparecchiature elettroniche, quindi anche degli amplificatori BF e dei radioricevitori, dopo aver provveduto al cosiddetto montaggio meccanico, si procede al collegamento elettrico tra tutti i componenti costituenti il circuito.

I collegamenti elettrici possono essere realizzati con fili conduttori che vengono tagliati a misura, piegati se necessario, per la diretta applicazione tra i due punti da collegare, e ravvivati alle estremità con il deposito di un leggero strato di stagno per facilitarne la saldatura.

Ciò comporta, nelle produzioni di serie di una certa entità, lunghe e quindi costose operazioni, tanto più complesse, quanto maggiore è il numero dei collegamenti da effettuare in ogni singolo apparecchio.

Per questo motivo la tecnica moderna si è orientata sempre più verso le applicazioni dei *circuiti stampati*, il cui uso è stato esteso a tutte le apparecchiature elettroniche, soprattutto a quelle equipaggiate con transistori, essendo questi, più che i tubi elettronici, i componenti ideali per realizzare i circuiti stampati, a causa delle loro ridotte dimensioni, della loro lunga durata e delle basse potenze assorbite. Inoltre, rispetto ai circuiti convenzionali a conduttori liberi, i circuiti stampati consentono di ottenere una economia di materiale,

minore ingombro, maggiore facilità di montaggio e maggiore uniformità di produzione, risultando anche enormemente semplificate le operazioni di controllo e di collaudo, essendo eliminata qualsiasi possibilità di errore nei collegamenti.

Il termine circuito stampato viene usato in modo improprio, in quanto per circuito si intende l'insieme non solo dei collegamenti, ma anche dei componenti, quali p.e. le resistenze, i condensatori, le bobine, i dispositivi elettronici, i trasformatori, ecc.

In realtà all'inizio dell'evoluzione di questa tecnica, furono realizzati dei veri circuiti stampati, cioè delle basette isolanti di supporto su cui erano stampati non soltanto i collegamenti, bensì anche alcuni componenti, in particolare le resistenze ottenute con strati di grafite di adeguato spessore, e i condensatori ottenuti con la sovrapposizione di sottili fogli metallici separati da speciali dielettrici.

Questo procedimento è stato però pressochè abbandonato, in quanto l'eventuale deterioramento anche di uno solo di tali componenti, rendeva a volte impossibile la riparazione, pregiudicando così il vantaggio economico che il circuito stampato aveva sul circuito convenzionale a conduttori separati.

La tecnica attuale consiste invece nel riportare sulla basetta isolante i soli collegamenti, mentre tutti i componenti vengono applicati in fase di montaggio. Per questo motivo si dovrebbe parlare di *collegamenti stampati*, tuttavia è invalso l'uso di definire circuiti stampati anche quelle basette sulle quali sono presenti i soli collegamenti.

Il circuito stampato è dunque l'insieme delle connessioni tra i componenti di una intera apparecchiatura o di una parte di essa.

Tali connessioni sono costituite da strisce di materiale conduttore (normalmente rame) opportunamente sagomate ed aventi un determinato spessore, depositate su di un supporto isolante, il quale deve anche poter sostenere alcuni componenti del circuito (condensatori, resistenze, induttanze, tubi, transistori), cioè i più leggeri e i meno ingombranti.

Poichè una apparecchiatura elettronica consta anche di altri componenti, quali i dispositivi di alimentazione, i potenziometri, gli interruttori ecc., il cui peso è spesso tale da richiederne l'applicazione su un supporto metallico, alcuni dei collegamenti stampati devono terminare sul bordo della basetta isolante con un allargamento provvisto di un foro per applicarvi dei conduttori normali di collegamento con gli organi esterni e con la massa dell'apparecchio.

I materiali con i quali vengono realizzati i circuiti stampati, ossia il supporto isolante e i collegamenti metallici, devono possedere appropriate caratteristiche. Il metallo impiegato deve essere molto duttile e malleabile per poterlo ridurre in sottili fogli aventi uno spessore costante in tutti i punti, deve avere una bassa resistività elettrica e deve essere facilmente intaccabile da determinati acidi.

Quest'ultima proprietà, non certo vantaggiosa agli effetti della resistenza agli agenti chimici che normalmente è richiesta a qualunque apparecchiatura, è invece alla base della tecnica di produzione dei circuiti stampati. Il metallo che più di ogni altro si presta allo scopo, e che viene quasi esclusivamente usato, è il rame puro.

Per quanto riguarda invece il supporto isolante, sono state sperimentate varie sostanze di facile lavorazione e in grado di sopportare variazioni di temperatura senza incriminarsi o alterarsi con il tempo, il più possibile anigroscopiche ed aventi un alto potere isolante, una buona resistenza meccanica, una discreta flessibilità e un basso costo di produzione. Il materiale che assomma in sè tutte queste caratteristiche è il cartone bachelizzato, che pertanto trova il più largo impiego per la produzione dei circuiti stampati.

Altri materiali, impiegati in casi particolari, sono quelli a base di lana di vetro, di silicio, di resine sintetiche e di speciali ossidi, ma hanno l'inconveniente di presentare una certa igroscopicità superficiale che può compromettere l'isolamento tra i collegamenti, e di avere un costo piuttosto elevato rispetto a quello del cartone bachelizzato.

Qualunque sia il tipo di basetta isolante, l'impiego del circuito stampato è limitato ai soli casi in cui la dissipazione di calore richiesta non sia eccessiva, perchè contrariamente a quanto accade con i comuni telai metallici su cui vengono montate le apparecchiature elettroniche, i supporti isolanti dei circuiti stampati non costituiscono un mezzo efficace per la dissipazione del calore.

Per realizzare i circuiti stampati vi sono vari metodi che possono essere raggruppati in due sistemi principali:

a) *Sistema di deposito del materiale conduttore.* Consiste nell'applicare sul supporto isolante, mediante particolari procedimenti o di stampaggio a caldo o di laminatura o di verniciatura o di spruzzatura, la trama di materiale conduttore.

b) *Sistema di asportazione dell'eccesso di materiale conduttore.* Il supporto isolante viene prima ricoperto su un'intera faccia di materiale conduttore. La trama viene poi ricavata asportando, mediante procedimenti chimici o meccanici, l'eccesso di materiale conduttore.

Consideriamo solamente questo secondo sistema che è il più attuale e di più largo impiego e descriviamo le fasi progressive attraverso le quali si giunge a dare al circuito stampato il suo aspetto definitivo per essere pronto ad accogliere i vari componenti circuitali e per procedere alla loro saldatura.

1ª Fase. - Progetto del circuito. Consiste nello stabilire lo schema elettrico di quella parte dell'apparecchio che verrà montata sulla basetta a circuito stampato, nonchè il numero e le dimensioni esatti dei componenti che verranno istallati sul supporto isolante.

A titolo di esempio, supponiamo di dover costruire l'amplificatore BF rappresentato in fig. 9-7 equipaggiato con un triodo-pentodo PCL86, di cui la sezione triodica è impiegata nello stadio preamplificatore e la sezione pentodica nello stadio finale o di potenza.

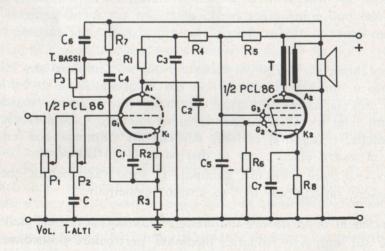



FIG. 9-7 - Circuito elettrico di un semplice amplificatore BF

Il potenziometro P_1 posto all'entrata controlla il volume, mentre il potenziometro P_2 in serie con la capacità C, e il potenziometro P_3 posto nel circuito di controreazione, controllano rispettivamente i toni alti e i toni bassi.

Sulla basetta a circuito stampato vengono montati tutti i componenti ad eccezione dei tre potenziometri, del condensatore C (che è collegato direttamente al potenziometro P_2), dell'altoparlante e dello stadio alimentatore (non rappresentato in figura).

Vengono così stabiliti il numero e, in base al tipo e ai valori richiesti, le dimensioni dei componenti da istallare sul supporto isolante.

2ª *Fase. - Sistemazione dei componenti e disegno della trama dei collegamenti metallici.* I componenti vengono disposti su un foglio di carta da disegno e si tracciano a matita i collegamenti che li uniscono oltre a quelli che devono terminare sui bordi della basetta isolante per collegare il circuito stampato alla restante parte dell'apparecchio.

Questa fase è la più difficile e viene quasi sempre ripetuta più volte allo scopo di trovare la disposizione più adatta ad evitare sia gli accoppiamenti dannosi tra i componenti circuitali che gli incroci tra due o più collegamenti. In realtà, il circuito elettrico di una apparecchiatura elettronica comporta sempre un determinato numero di incroci, ma nei circuiti stampati tali incroci vengono effettuati con i componenti circuitali che fanno da ponte tra due o più collegamenti stampati.

Dopo aver determinato la posizione di tutti i componenti e il percorso dei relativi collegamenti, nonchè la posizione dei fori che devono essere praticati nella basetta per la saldatura dei reofori dei componenti stessi, viene eseguito il disegno dettagliato e preciso del circuito stampato, ossia dei soli collegamenti che dovranno essere riprodotti in metallo sul supporto isolante, stabilendone la larghezza in base allo spessore del metallo depositato sulla basetta e all'intensità di corrente. Normalmente si tiene una larghezza effettiva proporzionale ad una densità di 8-10 amper per mm^2. È possibile mantenere una densità così elevata grazie alla forma larga e piatta dei conduttori stampati, che permette di dissipare facilmente il calore sviluppato.

Il disegno della trama dei collegamenti metallici che verrà trasferita sulla basetta, viene normalmente eseguito di dimensioni maggiori, ossia in scala maggiore (generalmente mai superiore al rapporto 5 : 1), per essere poi ridotto fotograficamente alle dimensioni reali (scala 1 : 1), ottenendo in tal modo un disegno molto più preciso nei contorni e nella forma. Con questa fase vengono dunque studiate e stabilite la disposizione dei componenti circuitali e la trama dei collegamenti stampati, nonchè le dimensioni da dare alla basetta isolante.

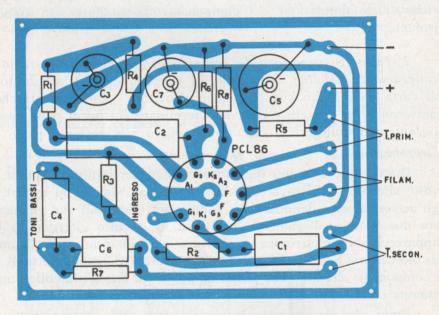



Fig. 9-8 - Circuito stampato relativo all'amplificatore BF di fig. 9-7

In fig. 9-8 è rappresentato un progetto del circuito stampato, che può essere realizzato definitivamente, relativo all'amplificatore BF di fig. 9-7. La trama dei collegamenti metallici del circuito stampato è rappresentata in azzurro, mentre i componenti circuitali e i loro reofori saldati nei fori predisposti nella basetta sono rappresentati in nero.

3ª *Fase. - Trasferimento della trama metallica sulla basetta e attacco chimico.* Si taglia con una piccola fresa diamantata, da un

foglio di cartone bachelizzato preventivamente ramato su una faccia, il pezzo avente le dimensioni stabilite. Dopo di che si esegue una pulitura accurata della faccia ramata, lavandola diligentemente così da togliere ogni traccia di grasso e strofinandola con polveri abrasive allo scopo di rendere maggiormente ruvida la superficie metallica per facilitarne l'attacco chimico e il deposito delle sostanze protettive.

La preparazione della basetta e il trasferimento su di essa del disegno della trama metallica, dipendono però dal sistema con cui viene realizzato il circuito stampato. Abbiamo detto di considerare solo il sistema di asportazione del metallo eccedente. Può essere usato allo scopo un procedimento meccanico o un procedimento chimico. Descriviamo solo quest'ultimo che è attualmente il procedimento più in uso.

Esso consiste in due fondamentali operazioni. Con la prima si protegge, mediante deposito di sostanze resistenti agli acidi, la superficie ramata corrispondente al disegno della trama dei collegamenti metallici.

Allo scopo si può usare lo stampaggio oppure la fotoincisione.

Lo stampaggio consiste nello stampare sulla superficie ramata la trama del circuito mediante un timbro ottenuto, con procedimento ottico, dal disegno originario del circuito da riprodurre. Mentre l'inchiostro è ancora umido, viene spruzzato sul circuito stampato una polvere di asfalto che evidentemente aderisce solo alla superficie stampata. La basetta così preparata viene posta in un forno per l'essicamento delle sostanze che disegnano la trama, sostanze che risultano inattaccabili dal cloruro di ferro, ossia dall'acido normalmente usato per sciogliere il rame eccedente della basetta.

La fotoincisione consiste nel ricoprire la superficie ramata del supporto con una sostanza fotosensibile, che viene poi esposta uniformemente per qualche minuto ad una luce ultravioletta piuttosto intensa, attraverso una pellicola fotografica, appoggiata direttamente sullo strato fotosensibile, riproducente in negativo la trama dei collegamenti metallici, ossia il circuito stampato preventivamente progettato e disegnato.

La basetta così esposta viene poi sviluppata, ossia immersa in un bagno di speciali sostanze, mediante il quale la sostanza fotosensibile subisce una decomposizione assumendo due aspetti fisico-chimici diversi, a seconda che sia stata oppure no colpita dalla luce ultravioletta.

La parte esposta alla luce, e che corrisponde al disegno della trama, si indurisce al punto da costituire una vera e propria protezione del rame, tanto da renderlo resistente all'azione corrosiva del cloruro di ferro.

La parte invece che non ha ricevuto luce si scioglie a contatto con i solventi contenuti nella soluzione di sviluppo, lasciando scoperto il rame.

Sia con il procedimento dello stampaggio che con quello della fotoincisione, la superficie di rame corrispondente alla trama del circuito metallico che deve rimanere sulla basetta, risulta dunque protetta e resistente al cloruro di ferro, mentre la superficie eccedente rimane scoperta e perciò intaccabile dall'acido.

Le basette così preparate possono ora subire l'attacco chimico, cioè la seconda operazione. Esso consiste nell'immergere le basette in una soluzione di cloruro di ferro o di altro reagente analogo. La superficie di rame non protetta viene in tal modo sciolta ed eliminata.

L'attacco chimico può avvenire lentamente per semplice immersione delle basette nella soluzione acida, oppure rapidamente spruzzando la soluzione contro la lastra da incidere mediante un determinato numero di ugelli.

Completato il processo di attacco chimico, la basetta viene accuratamente lavata e sottoposta al processo di asportazione della vernice, o della emulsione fotografica, che ricopre i collegamenti stampati per consentire la saldatura dei componenti circuitali. Tale processo di asportazione delle sostanze protettive viene effettuato mediante opportuni solventi o mediante elaborazione meccanica.

Successivamente vengono praticati con macchine perforatrici (trapani o presse) i fori per il montaggio e la saldatura dei componenti.

Se le basette a circuiti stampati devono essere conservate per qualche tempo prima del loro impiego, occorre prendere speciali precauzioni affinchè la superficie di rame non si ossidi, compromettendo così la saldatura dei componenti al momento dell'impiego.

CAPITOLO DECIMO

Radioricevitori in supereterodina a tubi termoionici e a transistori

I radioricevitori sono destinati a riprodurre la parola, il suono ed altri segnali che vengono irradiati nello spazio dai radiotrasmettitori, sotto forma di onde elettromagnetiche; sono destinati cioè a captare una parte dell'energia irradiata dalle antenne trasmittenti, ad amplificarne la tensione, a convertirne la frequenza, a separare l'onda portante dall'onda modulante e ad amplificare la potenza di quest'ultima, affinchè, inviata in altoparlante, riproduca, sotto forma di suono, il segnale captato.

I radioricevitori possono essere equipaggiati sia con tubi termoionici che con transistori e in entrambi i casi richiedono particolari accorgimenti costruttivi e di cablaggio soprattutto negli stadi a radiofrequenza, onde evitare dannosi accoppiamenti elettrici e magnetici tra i vari circuiti, e necessitano inoltre di taratura e di messa a punto.

88 - CARATTERISTICHE DEI RADIORICEVITORI

Le considerazioni fatte al paragrafo 81 sulle distorsioni e sui rumori che si verificano negli amplificatori BF, valgono anche per i radioricevitori in supereterodina. Occorre però aggiungere che nei radioricevitori si hanno anche disturbi di origine esterna dovuti a tensioni indotte sull'antenna ricevente da onde elettromagnetiche dello stesso tipo di quelle del segnale utile, causate però da scariche atmosferiche e dallo scintillio che si verifica nei collettori delle macchine elettriche, negli interruttori, nelle suonerie, ecc.

Infatti, accordando l'apparecchio ricevente su una frequenza a cui non corrisponde alcuna trasmissione, questi rumori di origine esterna producono nell'altoparlante caratteristici fruscii e crepitii, la

maggior parte dei quali scompaiono staccando il conduttore di antenna.

Anche le considerazioni fatte sulle caratteristiche di fedeltà e di sensibilità degli amplificatori BF sono valide per i radioricevitori, solo che in questi assume grande importanza un'altra caratteristica: *la selettività*.

Descriviamo brevemente questi tre fondamentali requisiti dei radioricevitori, anche attraverso le relative rappresentazioni grafiche convenzionali.

a) **Fedeltà** - La fedeltà è la proprietà del ricevitore di riprodurre accuratamente all'uscita il segnale di bassa frequenza applicato all'entrata (modulante), cioè la proprietà di riprodurre uniformemente le varie frequenze che compongono il segnale.

Essa dipende quindi dagli stadi amplificatori sia di bassa frequenza che di frequenza intermedia, dipende soprattutto dalla curva di risposta dei circuiti di media frequenza.

Poichè, come vedremo, tale curva rappresenta anche la selettività, le caratteristiche di fedeltà e di selettività sono legate fra loro, anzi, sono in antitesi nel senso che più un ricevitore è selettivo e meno è fedele.

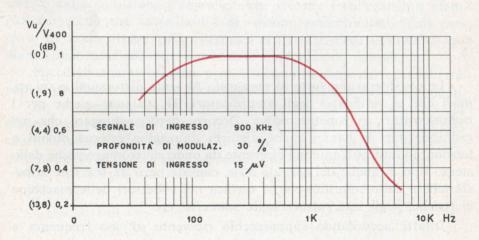



Fig. 10-1 - Curva di fedeltà di un radioricevitore

La fedeltà di un ricevitore viene rappresentata graficamente mediante una curva, detta *curva di fedeltà*, che si ottiene convenzionalmente portando sulle ascisse di un sistema di assi ortogonali, in scala logaritmica, le frequenze acustiche espresse in Hz, e sulle ordinate il rapporto tra le tensioni Vu di uscita alle varie frequenze audio e la tensione V_{400} di uscita alla frequenza di 400 Hz, quando all'entrata viene applicato un segnale a radiofrequenza costante, modulato al 30% con un segnale BF variabile entro la gamma acustica desiderata.

Se tutte le frequenze venissero riprodotte in modo uguale, la curva di fedeltà sarebbe una retta parallela all'asse delle ascisse ad altezza 1 (zero decibel) per tutto l'intervallo delle audiofrequenze. In pratica, la curva assume l'andamento di fig. 10-1: un dislivello di $1 \div 2$ dB caratterizza un ricevitore di alta fedeltà, un dislivello di $8 \div 10$ dB è normale anche in un buon ricevitore.

b) **Selettività** - La selettività è la proprietà del ricevitore di selezionare fra tutti i segnali a varie frequenze e a varie intensità indotti nell'antenna dalle onde elettromagnetiche in arrivo, quello avente la frequenza portante desiderata. Essa dipende, come abbiamo detto a proposito degli stadi convertitori di frequenza e degli amplificatori di frequenza intermedia, dai filtri di banda.

Anche la selettività è espressa graficamente con una curva, detta *curva di selettività*, ottenuta convenzionalmente riportando sulle ascisse di un sistema di assi cartesiani la differenza tra la frequenza f_i su cui è accordato l'apparecchio ricevente e la frequenza fuori risonanza del segnale, e sulle ordinate il rapporto tra le tensioni fuori risonanza e la tensione in risonanza, necessarie all'entrata per ottenere all'uscita una potenza di 50 mW con un'onda portante modulata al 30% con frequenza di modulazione di 400 Hz.

La fig. 10-2 rappresenta la curva di selettività di un radioricevitore a modulazione di ampiezza. Teoricamente tale curva dovrebbe essere appiattita alla base per un intervallo Δf uguale alla larghezza del canale da ricevere che, com'è noto, è di 9 KHz (150 KHz in modulazione di frequenza). Dovrebbe cioè essere formata da due rette parallele all'asse delle ordinate, distanti tra loro di 9 KHz.

In tal modo le frequenze che compongono le bande laterali verrebbero captate con uguale intensità e il segnale non risulterebbe in

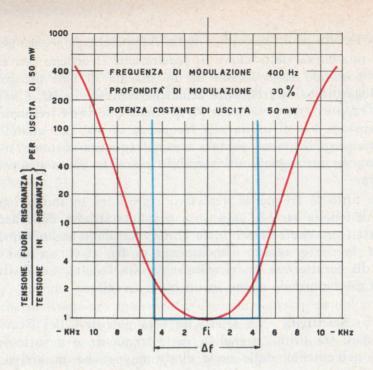



FIG. 10-2 - Curva di selettività di un radioricevitore

alcun modo alterato. Anche la selettività sarebbe perfetta in quanto ogni altro canale di frequenza strettamente adiacente a quello desiderato, risulterebbe completamente scartato.

Per il fatto invece che, in pratica, la curva di selettività ha l'andamento di fig. 10-2, le frequenze delle oscillazioni laterali che via via si discostano dalla portante f_i, subiscono una attenuazione adeguatamente crescente.

La selettività non è più perfetta perchè vengono captate, sia pure con minore ampiezza, anche le frequenze appartenenti ai canali adiacenti che, provocando un battimento con le frequenze del canale su cui l'apparecchio è sintonizzato, causano la cosiddetta *interferenza*.

Si potrebbe migliorare la selettività rendendo più acuta la curva, ma verrebbe in tal modo ridotta la fedeltà, perchè il ricevitore non sarebbe più in grado di captare l'intero intervallo di 9 KHz.

D'altra parte, allargando la curva aumenta la fedeltà ma si riduce inevitabilmente la selettività, per cui occorre in ogni caso ricorrere

ad un compromesso fra le due caratteristiche. La regolazione che permette di esaltare una delle due caratteristiche rispetto all'altra, si ottiene variando l'accoppiamento fra primario e secondario dei trasformatori di media frequenza.

Anche il controllo di tono, come diremo in seguito, posto dopo la rivelazione, migliora la curva di risposta dell'amplificatore di bassa frequenza, attutendo il fenomeno delle interferenze soprattutto in corrispondenza dei toni acuti.

c) **Sensibilità** - Per sensibilità si intende la possibilità da parte di un ricevitore di captare segnali deboli e di ricavarne segnali percepibili. La sensibilità dipende dal rapporto di amplificazione degli stadi che precedono il rivelatore, cioè dal guadagno dell'amplificatore di FI. Teoricamente, essa potrebbe essere spinta senza limiti aumentando convenientemente il numero degli stadi amplificatori di media frequenza.

In pratica però, l'esistenza delle tensioni di rumore di fondo nel radioricevitore impone un limite al raggiungimento della sensibilità molto alta, perchè con il segnale di entrata verrebbe amplificata anche la stessa tensione di rumore. La sensibilità è perciò stabilita dalla massima amplificazione consentita dal rapporto tensione segnale-tensione rumore, che nella ricezione radiofonica non deve essere inferiore a 100, mentre nella ricezione telefonica può essere solamente dell'ordine di 10.

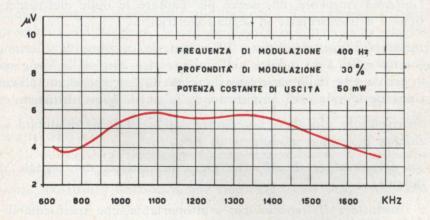



Fig. 19-3 - Curva di sensibilità di un radioricevitore

Convenzionalmente, per sensibilità di un radioricevitore si intende l'ampiezza della tensione che è necessaria all'entrata per ottenere all'uscita la potenza di 50 mW con un segnale d'ingresso modulato al 30% da una modulante di 400 Hz.

La sensibilità viene rappresentata graficamente mediante una curva, detta *curva di sensibilità*, che si ottiene portando sulle ascisse di un sistema di assi cartesiani la frequenza portante, espressa in KHz, e sulle ordinate la tensione di entrata, espressa in μV, necessaria per ottenere la potenza di uscita di 50 mW.

La sensibilità di un radioricevitore, come si può osservare dalla curva di fig. 10-3, non si mantiene costante con il variare della frequenza portante da ricevere.

Essa può essere regolata mediante il controllo manuale di volume, a parte il fatto che nei ricevitori è continuamente sottoposta ad un controllo automatico, come diremo in seguito.

89 - RADIORICEVITORI AD AMPLIFICAZIONE DIRETTA E IN SUPERETERODINA

Gli apparecchi riceventi, siano essi a modulazione di ampiezza che a modulazione di frequenza, devono comprendere, in linea di principio, le seguenti parti, a cui corrispondono precise funzioni:

a) *l'antenna ricevente*, che serve per captare le onde elettromagnetiche e a trasformarle in segnali elettrici;

b) *un amplificatore selettivo a RF*, avente la funzione di selezionare fra tutte le f.e.m. indotte nell'antenna ricevente dalle varie onde in arrivo, cioè dalle varie emissioni, quella corrispondente all'emissione desiderata e di amplificare la f.e.m. di quest'ultima;

c) *un rivelatore*, che serve a separare dall'oscillazione modulata selezionata il segnale modulante di BF;

d) *un amplificatore di BF*, che eleva la potenza del segnale modulante;

e) *il trasduttore elettroacustico*, o altoparlante, che trasforma il segnale BF in suono.

Poichè i segnali a radiofrequenza indotti in antenna sono di piccola ampiezza, dell'ordine anche di $1 \div 10$ μV, mentre la tensione a radiofrequenza richiesta all'ingresso del rivelatore è di qualche volt, il ricevitore deve essere in grado di produrre una notevole amplificazione, dell'ordine cioè di $10^5 \div 10^6$.

Per ottenere tale amplificazione può essere usato o il *metodo dell'amplificazione diretta* o il *metodo della conversione di frequenza.*

Nei ricevitori ad amplificazione diretta, o *a stadi accordati*, il segnale modulato proveniente dall'antenna viene applicato ad un amplificatore selettivo RF costituito da due o più stadi accoppiati, tutti accordati sulla frequenza da ricevere. L'uscita di questi stadi viene applicata al rivelatore che fornisce la modulante BF. Questa, dopo essere stata amplificata mediante uno stadio di potenza ad audiofrequenza, viene inviata in altoparlante.

Il ricevitore ad amplificazione diretta presenta una buona caratteristica di sensibilità e un basso rumore di fondo; è però di difficile accordo e poco selettivo. Infatti, la selettività è fortemente influenzata dalla resistenza dei circuiti accordati di accoppiamento fra i vari stadi a RF, resistenza che aumenta con l'aumentare della frequenza delle oscillazioni modulate da ricevere. Di conseguenza la selettività diminuisce con l'aumentare della frequenza, ragion per cui i ricevitori ad amplificazione diretta sono caduti quasi completamente in disuso.

La quasi totalità dei ricevitori oggi in uso, è costituita dai ricevitori a conversione di frequenza, detti *ricevitori in supereterodina*, nei quali, anzichè compiere l'amplificazione direttamente sui segnali provenienti dall'antenna, le cui frequenze occupano una vastissima gamma, si effettua la conversione di qualunque loro frequenza portante in una sola di valore più basso e fisso (467 KHz in modulazione di ampiezza e 10,7 MHz in modulazione di frequenza), detta *frequenza intermedia* o, più comunemente, *media frequenza.*

La conversione di frequenza viene attuata con uno dei sistemi descritti al § 68.

La tensione a frequenza intermedia, fornita dal convertitore, viene applicata ad un amplificatore, detto *amplificatore di media frequenza*, costituito da uno o più stadi accordati sulla frequenza intermedia.

La tensione così amplificata si applica al rivelatore, la cui uscita

in BF viene a sua volta amplificata in un amplificatore di bassa frequenza ed infine applicata in altoparlante.

Lo schema a blocchi degli stadi nei quali si compiono le suddette operazioni è rappresentato in fig. 10-4.

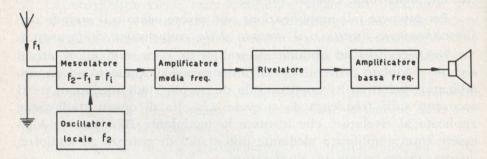



FIG. 10-4 - Schema di principio (a blocchi) di un ricevitore supereterodina

In altre parole, la differenza sostanziale tra un ricevitore ad amplificazione diretta e un ricevitore in supereterodina consiste nel fatto che nel primo il segnale presente all'entrata viene amplificato alla sua stessa frequenza, mentre nel secondo viene amplificato ad una nuova frequenza di valore più basso e fisso (media frequenza), qualunque sia il valore della frequenza del segnale di ingresso.

Esaminiamo i vantaggi principali che comporta la ricezione in supereterodina rispetto a quella ad amplificazione diretta.

Innanzi tutto la caratteristica di selettività dei ricevitori a conversione di frequenza è migliorata rispetto a quella degli altri ricevitori. Infatti, supponiamo che il segnale su cui viene sintonizzato il ricevitore sia di 1500 KHz e che la frequenza portante del canale adiacente (segnale indesiderato) sia di 1509 KHz. Lo scarto di frequenza prima della conversione tra i due segnali è di 9 KHz, ossia del 0,6%.

Se la media frequenza è, p.e., di 450 KHz, l'oscillatore locale deve produrre un'oscillazione di 1950 KHz, per cui il battimento con la frequenza del canale adiacente è di 441 KHz.

Si ha così che, a conversione ottenuta, lo scarto di frequenza tra il segnale da ricevere e il segnale adiacente è ancora di 9 KHz, a cui corrisponde però una percentuale del 2%. Sarà dunque ora

più facile selezionare il segnale della stazione che si vuole ricevere da quello della stazione adiacente.

Anche la caratteristica di fedeltà risulta migliorata in quanto l'amplificatore di media frequenza, dovendo lavorare su una banda di frequenza fissa, può essere progettato per assicurare un ottimo guadagno ed una risposta uniforme per tutta la vasta gamma delle frequenze da ricevere, in quanto sia la selettività che il guadagno del ricevitore sono indipendenti dalla frequenza dei segnali in arrivo.

90 - FREQUENZA IMMAGINE E PRESELETTORE

Il ricevitore a conversione di frequenza concepito secondo lo schema di fig. 10-4, presenta però un grave inconveniente che, senza particolari accorgimenti, lo renderebbe inutilizzabile.

Supponiamo ancora che la media frequenza f_i sia di 450 KHz e che la frequenza portante f_1 del segnale da ricevere sia di 1500 KHz. L'oscillatore locale deve produrre una frequenza f_2 di 1950 KHz, affinchè risulti:

$$f_2 - f_1 = f_i \qquad \text{ossia} \qquad 1950 - 1500 = 450$$

Il valore della frequenza intermedia potrebbe però essere dato anche da:

$$f_1' - f_2 = f_i \qquad \text{ossia} \qquad 2400 - 1950 = 450$$

dove f_1' (2400 KHz) è il valore della frequenza portante di un altro segnale indotto nell'antenna ricevente.

Se quindi all'ingresso del ricevitore è presente, con il segnale di 1500 KHz, anche il segnale di 2400 KHz, dopo la conversione entrambi i segnali divengono uguali alla frequenza intermedia di 450 KHz, per cui sintonizzando il ricevitore sulla trasmissione a frequenza 1500 KHz si rischia di ricevere contemporaneamente anche la trasmissione a frequenza 2400 KHz.

La frequenza f_1' viene detta *frequenza immagine*, perchè in rapporto alla frequenza locale è l'immagine della frequenza ricevuta ed infatti differisce da f_1 del doppio di f_i :

$$f_1' - 2\ f_i = f_1 \qquad \text{ossia} \qquad 2400 - 2 \cdot 450 = 1500$$

Per ottenere una corretta ricezione occorre evidentemente impedire che il segnale avente la frequenza immagine giunga al convertitore. Allo scopo si interpone fra l'antenna e il convertitore un circuito selettivo, detto *stadio preselettore*, in grado di eliminare la frequenza f_1'. Tale stadio è normalmente costituito da un semplice circuito risonante accordabile evidentemente su una sola frequenza per volta, ossia sulla frequenza portante f_1 della stazione trasmittente che si desidera ricevere. A volte al posto del circuito risonante viene posto un amplificatore selettivo a radiofrequenza.

Con l'aggiunta dello stadio preselettore lo schema di principio del ricevitore in supereterodina può ritenersi completo (fig. 10-5).

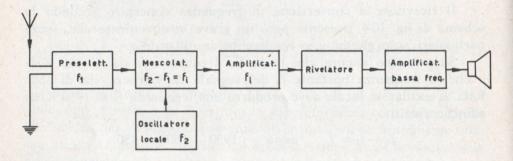



Fig. 10-5 - Schema completo a blocchi di un ricevitore supereterodina

Lo stadio preselettore, accordabile di volta in volta sulla frequenza dell'emissione che si vuole ricevere, ha dunque la funzione di eliminare la frequenza immagine, o meglio di conferire al ricevitore una certa selettività, che verrà migliorata dai circuiti di media frequenza.

Il convertitore di frequenza (mescolatore e oscillatore locale) ha la funzione di convertire la frequenza di qualsiasi emissione su cui il ricevitore viene sintonizzato, in una frequenza intermedia di valore fisso.

L'amplificatore di media frequenza conferisce al ricevitore la selettività desiderata ed eleva la tensione della oscillazione modulata al valore necessario per il funzionamento del rivelatore.

Lo stadio rivelatore e lo stadio amplificatore di bassa frequenza assolvono alle stesse funzioni descritte in precedenza.

Consideriamo ora il circuito elettrico del preselettore, il modo con cui esso è accoppiato all'antenna, all'oscillatore locale e al convertitore di frequenza, e agli accorgimenti che permettono di usufruire del comando unico di sintonia.

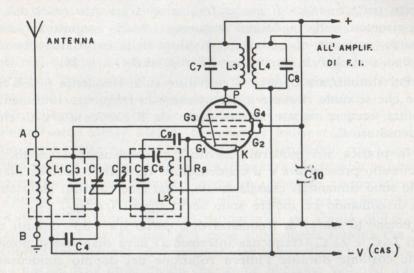



FIG. 10-6 - Stadio preselettore e stadio convertitore di un ricevitore supereterodina

Lo stadio preselettore è costituito da un semplice circuito risonante L_1 C_1 (fig. 10-6) accoppiato all'antenna per mutua induzione. Il condensatore C_4, posto in serie ad L_1 C_1, deve avere una grande capacità, così da costituire un corto circuito per le radiofrequenze. Esso serve solo ad isolare la bobina L_1, che deve essere collegata alla tensione di polarizzazione $-V$, dalla massa a cui fa capo l'armatura mobile del condensatore C_1. Il complesso delle due bobine accoppiate L ed L_1 è detto *trasformatore di entrata*; i morsetti A e B sono rispettivamente i morsetti di antenna e di terra dell'apparecchio ricevente.

Il circuito L_1 C_1 viene accordato variando la capacità C_1 sulla frequenza portante f_1 dell'emissione che si vuole ricevere: la tensione a frequenza f_1 che si manifesta ai suoi capi viene applicata alla griglia controllo G_3 del tubo pentagriglia convertitore, polarizzata mediante la tensione $-V$, che, come diremo appresso, viene prelevata dal rivelatore.

La media frequenza f_i ricavata all'uscita del filtro di banda L_3 C_7 — L_4 C_8 viene ottenuta accordando il circuito risonante L_2 C_2 dell'oscillatore locale, mediante il condensatore C_2, sulla corrispondente frequenza f_2. Il complesso delle due bobine accoppiate L_3 e L_4 è detto *trasformatore di media frequenza*. L'accordo tra i due circuiti risonanti sulla medesima frequenza f_i viene eseguito in sede di collaudo, variando normalmente il valore delle induttanze che sono del tipo a nucleo di ferrite per AF regolabile (v. § 28).

Per sintonizzare dunque il ricevitore sulla frequenza f_1 dell'emissione che si vuole ricevere e per ottenere la frequenza intermedia f_i stabilita, occorre variare manualmente sia il condensatore C_1 che il condensatore C_2.

In pratica, nei moderni ricevitori, il condensatore variabile C_1 del circuito preselettore e il condensatore variabile C_2 dell'oscillatore locale sono comandati coassialmente, sono cioè calettati sullo stesso asse di comando ed inoltre sono scelti uguali fra loro.

Poichè lo scarto di frequenza di accordo fra i due circuiti risonanti L_1 C_1 e L_2 C_2 (frequenza intermedia) deve mantenersi possibilmente costante durante l'intera rotazione del doppio condensatore variabile, non è sufficiente scegliere gli opportuni valori delle induttanze L_1 e L_2, ma occorre compensare il valore delle capacità C_1 e C_2 mediante l'aggiunta di condensatori semifissi (compensatori) che si regolano una volta tanto in sede di collaudo.

Per comprendere meglio la necessità di tale compensazione, facciamo un esempio numerico. Consideriamo la gamma delle onde medie che si estende all'incirca da 500 KHz a 1500 KHz e supponiamo che la media frequenza che si vuole ottenere sia di 500 KHz. L'oscillatore locale dovrà produrre allora una gamma di frequenze compresa tra 1000 KHz e 2000 KHz.

Poichè il rapporto tra le frequenze in arrivo è 1/3, mentre il rapporto tra le frequenze locali è 1/2, per ottenere uno scarto di frequenza costante tra le oscillazioni del circuito di sintonia e le oscillazioni del circuito locale, durante l'intera rotazione dei due condensatori, occorre che il rapporto tra la minima e la massima capacità del condensatore variabile C_1 sia 1/9, mentre la variazione di capacità del condensatore C_2 sia 1/4 (ricordiamo, v. Vol. I - Cap. 10, che la capacità è inversamente proporzionale al quadrato della frequenza: $C = 1/4\ \pi^2\ f^2\ L$).

Per rispettare questi differenti rapporti di capacità si potrebbe usare per l'oscillatore locale, che genera frequenze più alte di quelle del circuito del preselettore, un condensatore C_2 di capacità totale più piccola, cioè di una portata capacitiva contenuta nel rapporto 1/4.

Per questo occorrerebbe dare alle armature del condensatore una forma appropriata affinchè, per uno stesso angolo di rotazione, la variazione di capacità dei condensatori C_1 e C_2 avvenga rispettivamente nel rapporto 1/9 e 1/4. Questo sistema richiederebbe però l'uso di un condensatore C_2 diverso per ogni gamma di frequenza, per cui non è mai stato preso in considerazione pratica.

Disponendo invece di due condensatori variabili uguali tra loro e calettati sullo stesso asse di comando, è indispensabile, come abbiamo detto, compensare o l'uno o l'altro o entrambi con l'aggiunta di condensatori semifissi, affinchè la frequenza intermedia risulti sufficientemente costante durante l'intera rotazione dei condensatori.

Normalmente, se ci riferiamo allo stesso esempio numerico, i due condensatori sono scelti con rapporto di variabilità di 1/9, cioè di capacità massima C_M uguale a nove volte quella residua Cm, così da coprire una gamma di frequenze con rapporto 1/3, quale è appunto quella delle onde medie che, come abbiamo visto, si estende da 500 KHz a 1.500 KHz.

Per quanto riguarda allora il circuito preselettore, se la capacità minima dei condensatori è, p.e., di 40 pF e quella massima di $40 \cdot 9 = 360$ pF, il campo delle onde medie può venire coperto con una induttanza L_1, data da:

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 (5 \cdot 10^5)^2 \cdot 360 \cdot 10^{-12}} =$$

$$= \frac{1}{4\pi^2 (15 \cdot 10^5)^2 \cdot 40 \cdot 10^{-12}} = 281 \ \mu\text{Hr}$$

La curva A di fig. 10-7 rappresenta la variazione della frequenza di accordo del preselettore in funzione della capacità C_2.

A metà gamma, cioè in corrispondenza della frequenza di 1.000 KHz, il valore della capacità dei due condensatori è

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_1} = \frac{1}{4\pi^2 (10^6)^2 \cdot 281 \cdot 10^{-6}} = \sim 90 \text{ pF}$$

Per ottenere allora, sempre a metà gamma, la frequenza intermedia di 500 KHz, l'oscillatore locale deve generare una frequenza di 1.500 KHz.

Poichè la capacità C_2 è sempre di 90 pF, l'induttanza L_2 della bobina oscillatrice deve essere:

$$L_2 = \frac{1}{4\,\pi^2\,f^2\,C_2} = \frac{1}{4\,\pi^2\,(15 \cdot 10^5)^2 \cdot 90 \cdot 10^{-12}} = 126\,\mu\text{Hr}$$

Senonchè agli estremi della gamma, le frequenze del circuito oscillatore assumono i seguenti valori:

$$fm = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{C_M\,L_2}} = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{360 \cdot 10^{-12} \cdot 126 \cdot 10^{-6}}} = 758\ \text{KHz}$$

$$f_M = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{C_m\,L_2}} = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{40 \cdot 10^{-12} \cdot 126 \cdot 10^{-6}}} = 2.250\ \text{KHz}$$

che rappresentano l'estensione della gamma coperta dall'oscillatore locale, come indicato dalla curva B di fig. 10-7.

Si nota subito che il valore della media frequenza non può rimanere costante durante l'intera rotazione dei condensatori. Infatti, in

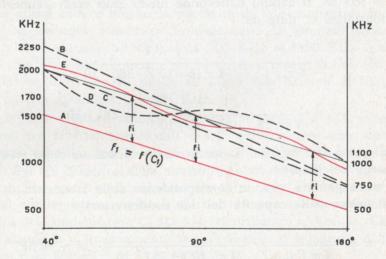



Fig. 10-7 - Adattamento della frequenza dell'oscillatore locale alla curva di sintonia

corrispondenza della minima capacità (estremo superiore della gamma), esso è di 758 — 500 = 258 KHz, mentre in corrispondenza della massima capacità (estremo inferiore della gamma) è di 2.250 — 1.500 = = 750 KHz.

Di qui la necessità di compensare o correggere i valori della capacità C_2. Innanzi tutto si cerca di abbassare il valore della frequenza locale da 2.250 KHz a 2.000 KHz, elevando la capacità residua Cm da 40 pF al valore Cm' dato da:

$$Cm' = \frac{1}{4\,\pi^2\,f_M^2\,L_2} = \frac{1}{4\,\pi^2\,(2\cdot 10^6)^2\cdot 126\cdot 10^{-6}} = 50\text{ pF}$$

e ponendo in parallelo a C_2 un compensatore C_5, detto *trimmer*, della capacità $Cm' - Cm = 50 - 40 = 10$ pF.

In questo modo la curva dell'oscillatore locale viene a coincidere perfettamente con l'estremo alto della gamma (curva C di fig. 10-7), mentre il punto centrale e l'estremo inferiore della gamma si abbassano. Però, mentre l'estremo alto diminuisce sensibilmente a causa della elevata variazione percentuale della capacità residua, l'estremo basso subisce una diminuzione trascurabile, essendo piccola la variazione percentuale della capacità massima.

Con l'introduzione del trimmer, il rapporto tra la minima e la massima capacità C_2 dell'oscillatore locale, non è più 1/9, ma 50/370, cioè 1/7,4, a cui corrisponde un rapporto tra le frequenze estreme di 1/2,72.

Per portare l'estremo inferiore della gamma da circa 758 KHz al valore desiderato di 1.000 KHz, occorre correggere la capacità massima del condensatore variabile C_2 diminuendola al valore:

$$C_M' = \frac{1}{4\,\pi^2\,fm^2\,L_2} = \frac{1}{4\,\pi^2\,(10^5)^2\cdot 126\cdot 10^{-6}} = 200\text{ pF}$$

Ciò si ottiene disponendo in serie al condensatore variabile C_2 un compensatore C_6, detto *padder*, della capacità di 435 pF.

Questa seconda correzione influisce minimamente sull'estremo alto della gamma in quanto la capacità residua Cm' è diminuita solamente da 50 pF al valore Cm'' di 44 pF.

$$Cm'' = \frac{Cm'\cdot C_6}{Cm' + C_6} = \frac{50\cdot 435}{50 + 435} = 44\text{ pF}$$

e quindi basterà aumentarla di 6 pF.

Con l'introduzione del padder e con la correzione effettuata sul trimmer, la capacità residua rimane di 50 pF e la capacità massima si riduce a 200 pF: il rapporto di capacità è uguale a 1/4 a cui corrisponde un rapporto tra le frequenze estreme di 1/2.

Con queste operazioni di correzione della capacità C_2 ci siamo limitati però ad allineare il ricevitore solo su tre punti della gamma, in corrispondenza cioè delle frequenze estreme e in un punto intermedio che dipende dal valore scelto per l'induttanza L_2 dove lo scarto tra le frequenze dell'oscillatore e le frequenze d'accordo d'antenna, coincide esattamente con la media frequenza desiderata. Infatti le variazioni di frequenza dell'oscillatore locale in funzione della rotazione dei condensatori variabili, seguono ora l'andamento della curva D di fig. 10-7.

Volendo far coincidere lo scarto di frequenza con il valore esatto della media frequenza proprio al centro della gamma, si dovrà abbassare la curva dell'oscillatore, aumentando leggermente (nel caso considerato) il valore dell'induttanza L_2 mediante la regolazione del suo nucleo di ferrite.

Purtroppo sarebbe un problema troppo delicato quello di ottenere una media frequenza costante durante l'intera rotazione dei condensatori variabili, tutt'al più si può ottenere uno scarto di allineamento minore tarando il ricevitore su due punti intermedi della gamma, in corrispondenza, p.e., di 600 KHz e di 1.200 KHz (1.100 KHz e 1.700 KHz per l'oscillatore locale).

In tal caso la curva di variazione della frequenza locale, il cui andamento è rappresentato dalla curva E di fig. 10-7, risulta molto più parallela a quella del circuito d'antenna e si discosta dalla curva ideale di poche decine di Hz.

In pratica, come nel caso del circuito di fig. 10-6, oltre ai compensatori C_5 e C_6, si pone un trimmer anche nel circuito del preselettore e si impiegano in entrambi i circuiti accordati bobine a nucleo di ferrite regolabili, affinchè, agendo opportunamente sia sugli uni che sugli altri, si possano ottenere condizioni che si avvicinano notevolmente a quelle ideali.

Mentre i trimmer sono piccoli condensatori semifissi, il padder, dovendo avere una capacità piuttosto elevata e un limitato campo di variabilità, è normalmente costituito da un condensatore fisso con in parallelo un piccolo compensatore.

Nei radioricevitori, oltre alla regolazione manuale di sintonia descritta al paragrafo precedente che permette di sintonizzare, cioè di accordare, il ricevitore sulla stazione emittente desiderata entro la gamma prescelta e di ottenere in ogni caso la media frequenza stabilita, mediante un comando unico per la variazione contemporanea dei condensatori del circuito preselettore e dell'oscillatore locale, si hanno altre regolazioni, alcune manuali ed altre automatiche.

a) **Commutazione di gamma d'onda**

Una regolazione manuale, che rientra ancora nella regolazione di sintonia, consiste nella commutazione delle gamme d'onda.

Un ricevitore deve avere la possibilità di ricevere un campo vastissimo di frequenze che va dalle onde lunghe, alle medie e alle corte.

Poichè il campo di regolazione dei condensatori variabili di sintonia non supera normalmente il rapporto 1/10, il campo di frequenze che i circuiti risonanti del preselettore e dell'oscillatore locale possono coprire è limitato al rapporto 1/3,16.

D'altra parte, poichè per evitare il fenomeno dell'interferenza, occorre assegnare a ciascuna stazione emittente un canale di una determinata larghezza, il numero delle emittenti che possono essere contenute nel campo di frequenze coperto dai condensatori variabili sarebbe troppo limitato.

Per questi motivi vengono stabilite delle gamme d'onda le cui frequenze estreme non devono superare il rapporto fissato dal campo di regolazione consentito dai condensatori variabili.

Ai fini pratici dell'impiego dei ricevitori radio, la suddivisione in gamme delle radiofrequenze e le relative denominazioni correnti, sono le seguenti:

1) onde lunghe	da	140	a	400	KHz	(rapporto 1 : 2,86)
2) onde medie	da	520	a	1.580	KHz	(rapporto 1 : 3,05)
3) onde corte	da	3.000	a	30.000	KHz	(rapporto 1 : 10)
4) onde ultracorte	da	30.000	a	300.000	KHz	(rapporto 1 : 10)

Notiamo subito che la gamma delle onde ultracorte e la gamma delle onde corte superano il rapporto stabilito, per cui vengono sud-

divise in più gamme le cui estensioni coprono un rapporto anche più limitato di quello consentito. Una possibile suddivisione delle onde corte potrebbe essere, p.e., la seguente:

onde corte	OC_1	da	3.000	a	4.700 KHz	(rapporto 1 : 1,56)
	OC_2	da	4.700	a	7.700 KHz	(rapporto 1 : 1,64)
	OC_3	da	7.700	a	14.600 KHz	(rapporto 1 : 1,89)
	OC_4	da	14.600	a	30.000 KHz	(rapporto 1 : 2,05)

La necessità di un limitato rapporto fra le frequenze estreme nelle gamme delle onde corte viene imposta dalla difficoltà di regolazione di sintonia da parte dei condensatori variabili.

Infatti, in modulazione di ampiezza, la larghezza del canale assegnato a ciascuna stazione emittente è di 9 KHz. Ciò significa che nella gamma delle onde lunghe possono essere contenute 29 stazioni e il campo di regolazione nel quale viene sintonizzata una stazione è dell'ordine di 1/29 dell'intera rotazione dei condensatori variabili.

Nella gamma delle onde medie possono essere contenute 118 stazioni: la sintonia è ancora possibile in quanto il campo di regolazione è dell'ordine di 1/118 dell'intera rotazione dei condensatori variabili.

Nella gamma delle onde corte invece potrebbero essere contenuti 3.000 canali di 9 KHz: per ottenere una buona regolazione di sintonia, i condensatori variabili dovrebbero consentire una regolazione dell'ordine di 1/3.000 dell'intera loro corsa. È evidente che in tali condizioni basterebbe un minimo movimento di rotazione del condensatore variabile, dovuto a vibrazioni o a irregolarità della forma delle armature per uscire di sintonia. Per questo motivo dunque si rende necessario suddividere la gamma delle onde corte in più gamme, ciascuna delle quali viene regolata sull'intera rotazione dei variabili. Inoltre, per aumentare il margine di regolazione, nel campo delle onde corte, viene assegnato a ciascuna stazione un canale più ampio, dell'ordine, p.e., di 15 ÷ 20 KHz, sicchè il numero delle emittenti contenute in ciascuna gamma risulta minore e di conseguenza migliore risulta la regolazione di sintonia.

Per passare da una gamma all'altra, i ricevitori sono dotati di un *commutatore di gamma d'onda*, mediante il quale è possibile variare, per le diverse gamme, gli elementi circuitali dei circuiti riso-

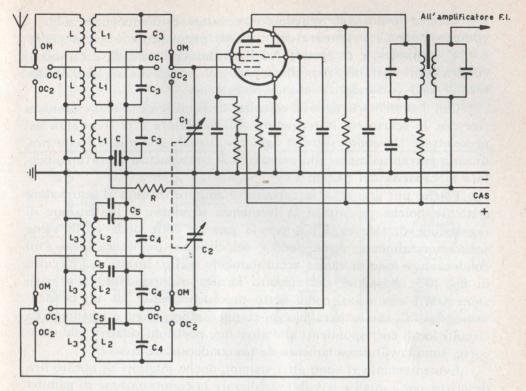



FIG. 10-8 - Circuito elettrico del commutatore d'onda a tre posizioni e a quattro vie e dello stadio d'ingresso di un ricevitore supereterodina

nanti, ad eccezione dei condensatori variabili, così da variare sia la estensione che il valore delle frequenze accordabili.

Il commutatore avrà tante posizioni quante sono le gamme d'onda che si desidera ricevere e tante vie quanti sono i gruppi circuitali da commutare.

La fig. 10-8 rappresenta un circuito di commutazione per tre gamme d'onda, cioè per onde medie OM e per due gamme di onde corte OC_1 ed OC_2.

Il commutatore è allora a tre posizioni e a quattro vie, dovendo commutare contemporaneamente il primario L e il secondario L_1 del trasformatore d'entrata, la bobina L_2 del circuito accordato dell'oscillatore locale e la bobina L_3 di reazione, essendo l'oscillatore del tipo Meissner accordato in griglia.

Con le induttanze vengono commutati evidentemente anche i compensatori C_3 (trimmer) del circuito preselettore e i compensatori C_4 (trimmer) e C_5 (padder) dell'oscillatore locale. C_1 e C_2 sono i condensatori variabili rispettivamente del preselettore e dell'oscillatore e sono comandati contemporaneamente.

Con l'aumentare della frequenza dell'emittente che si desidera ricevere, lo scarto tra la frequenza dell'oscillatore e la frequenza del preselettore, dovendo essere in ogni caso uguale alla media frequenza, diventa percentualmente più piccolo, e di conseguenza occorre aumentare la capacità del padder C_5.

Poichè più grande è la capacità e minore diventa il suo valore critico e poichè più alta è la frequenza e minore è l'estensione di regolazione di tale capacità, per le gamme delle onde corte viene scelto normalmente, come padder del circuito oscillatore locale, un condensatore fisso di valore accuratamente scelto. Infatti, nel circuito di fig. 10-8, il padder del circuito locale corrispondente alla posizione OM è costituito, come detto precedentemente, da un condensatore fisso C_5 con in parallelo un compensatore, mentre i padder dei circuiti locali corrispondenti alle altre due posizioni relative alle onde corte, sono costituiti solamente da un condensatore fisso C_5.

Evidentemente vi sono altri sistemi, anche migliori di questo ora descritto, con i quali è possibile realizzare la commutazione di gamma d'onda, che però fondamentalmente sono sempre basati sullo stesso principio, cioè di sostituire, per ogni gamma d'onda, tutti gli elementi circuitali dei due circuiti accordati, all'infuori dei condensatori variabili.

b) **Controllo manuale di intensità** (volume)

Poichè i segnali presenti all'antenna ricevente sono di varia intensità a seconda della distanza e della potenza delle stazioni emittenti, e dal momento che il volume di suono richiesto all'uscita del ricevitore dipende dal gusto dell'ascoltatore e dalle dimensioni dell'ambiente in cui il ricevitore funziona, quest'ultimo deve essere in grado di fornire suoni di intensità regolabile a piacere, entro limiti abbastanza estesi, senza alterare le caratteristiche di selettività e di fedeltà di riproduzione.

La regolazione di intensità dei suoni può essere effettuata prima o dopo lo stadio rivelatore, oppure sia prima che dopo contemporaneamente.

La regolazione effettuata prima del rivelatore viene detta *controllo o regolazione di sensibilità o di intensità dei segnali a radiofrequenza*. Quella effettuata dopo la rivelazione è detta *controllo o regolazione di volume o di intensità dei segnali ad audiofrequenza*.

Mentre il controllo dei segnali ad audiofrequenza è normalmente manuale, la regolazione di sensibilità può essere manuale ed automatica.

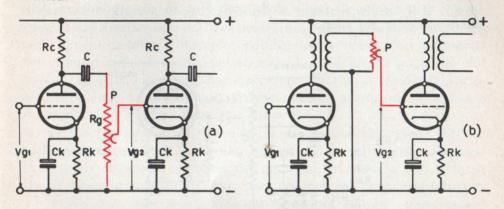



Fig. 10-9 - Controllo manuale di volume

Occupiamoci ora solo dei controlli manuali. Il metodo ormai universalmente adottato per regolare l'intensità dei suoni dopo il rivelatore, è rappresentato dalle fig. 10-9 *a* e *b* ed è identico a quello descritto al § 47 e illustrato nelle fig. 4-50 *a* e *b* rispettivamente per l'accoppiamento a resistenza e capacità e per quello a trasformatore.

In tutti e due i casi, della tensione ad audiofrequenza applicata al potenziometro P, solo una parte, regolabile spostando il cursore dello stesso potenziometro, viene applicata al tubo successivo. In tal modo viene regolata l'ampiezza del segnale applicato alla griglia del tubo dello stadio amplificatore BF e quindi viene regolata l'intensità del suono emesso dall'altoparlante.

Ricordiamo però che una variazione lineare di intensità fisica del suono viene percepita dall'orecchio umano con legge logaritmica (v. § 4) e che le differenze di livello sonoro non sono ugualmente percepibili a tutte le frequenze: una variazione di intensità sonora nello spettro dei toni bassi risulta più rimarchevole della stessa variazione di intensità nello spettro dei toni alti.

Per ottenere allora una regolazione di intensità fisiologica uniforme è opportuno che il potenziometro *P* sia del tipo a variazione logaritmica. Inoltre, poichè quando il potenziometro si trova nelle posizioni di minimo livello, le frequenze più basse appaiono all'orecchio umano più attenuate rispetto a quelle alte, è opportuno provvedere alla compensazione dei toni bassi. Sarebbe sufficiente allo scopo un regolatore manuale di tono del tipo descritto al § 47, che viene messo in posizione di taglio delle note alte, in corrispondenza delle basse intensità del suono.

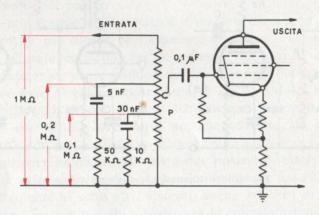



Fig. 10-10 - Controllo fisiologico di volume. Le capacità connesse alle prese intermedie attenuano le alte frequenze

Oppure si può ricorrere *al controllo fisiologico di volume* che può considerarsi un circuito di regolazione mista di volume e di tono, come quello rappresentato in fig. 10-10. Il principio di funzionamento è semplice: nella posizione di massimo volume (cursore tutto alto), le reti *RC* derivate da punti intermedi sul potenziometro non agiscono. Abbassando il volume ad intensità media, viene introdotta la capacità di 5 nF che attenua le note alte fino ad un certo limite imposto dalla resistenza di 50 KΩ.

Per intensità ancora inferiori la capacità aumenta a 30 nF e la resistenza diminuisce a 10 KΩ, perciò maggiore è l'attenuazione delle alte frequenze.

La regolazione dell'intensità effettuata dopo la rivelazione non impedisce a volte che i segnali troppo forti, come quelli delle sta-

zioni emittenti molto vicine, possano saturare gli stadi RF e giungere al rivelatore con ampiezza eccessiva, tale da produrre notevoli distorsioni. D'altro canto, se i segnali che giungono all'antenna sono troppo deboli, la regolazione in BF dovrebbe essere spinta ad un punto tale da saturare gli amplificatori BF con conseguenti inevitabili ed intollerabili distorsioni.

Pertanto si rende necessaria una regolazione di intensità anche prima del rivelatore, cioè negli stadi a radiofrequenza. Tale regolazione, più propriamente detta di sensibilità, potrebbe essere effettuata manualmente agendo, mediante potenziometri normalmente inseriti nel circuito catodico, sulla polarizzazione della griglia controllo dei tubi a radiofrequenza, che devono essere del tipo a pendenza variabile, in quanto solo tale tipo consente notevoli variazioni di tensione di polarizzazione senza causare distorsioni.

Senonchè, in pratica, i fenomeni di evanescenza, come diremo appresso, causano tali variazioni nell'ampiezza del segnale che nessuna predeterminata posizione del controllo manuale sia di volume che di sensibilità, permette di ottenere una potenza di uscita uniforme.

Per questo una regolazione di sensibilità efficace si può avere solo se il controllo è automatico.

c) **Controllo automatico di sensibilità (CAS)**

Abbiamo detto che l'intensità di campo dell'onda portante che induce nell'antenna il segnale di ingresso del ricevitore subisce continue variazioni dovute alle differenze di potenza delle varie stazioni emittenti e alla loro distanza dal ricevitore. Inoltre, per una stessa stazione emittente a potenza costante e a distanza fissa, l'intensità di campo inducente è soggetta a continue fluttuazioni ed affievolimenti (detti fading), per effetto di irregolarità nella propagazione delle onde elettromagnetiche.

Per ottenere una potenza di uscita sufficientemente costante, indipendentemente dalle variazioni del segnale di ingresso, occorre introdurre nei ricevitori una *regolazione automatica di sensibilità o CAS* (detta anche comando antifading, regolazione automatica di guadagno e, impropriamente, controllo automatico di volume), che provveda ad aumentare la sensibilità dell'apparecchio quando l'intensità del segnale diminuisce e a diminuirla quando l'intensità del segnale aumenta.

La regolazione automatica di sensibilità, come quella manuale, agisce sulla polarizzazione dei tubi che precedono il rivelatore, aumentando o diminuendo la tensione negativa delle griglie controllo a seconda che l'intensità del segnale di ingresso aumenta o diminuisce.

Affinchè esista corrispondenza tra le variazioni di intensità del segnale e la regolazione automatica di sensibilità, occorre ovviamente disporre di una tensione negativa di polarizzazione che vari proporzionalmente alle fluttuazioni di intensità del segnale in arrivo.

Tale tensione negativa viene normalmente prelevata dallo stadio rivelatore.

È noto che la tensione di uscita di un rivelatore è composta dalla tensione modulante BF e da una componente continua la cui ampiezza è sensibilmente proporzionale alla portante del segnale rettificato (§ 64). Ciò sta a significare che un segnale di grande ampiezza produce all'uscita del rivelatore una componente continua di grande intensità.

Mentre nei normali rivelatori a modulazione di ampiezza, la componente continua viene eliminata e la componente BF viene amplificata e quindi inviata in altoparlante, nei rivelatori progettati per ottenere il controllo automatico di sensibilità, viene utilizzata anche la corrente continua separandola, con opportuni filtri, dalla modulante BF.

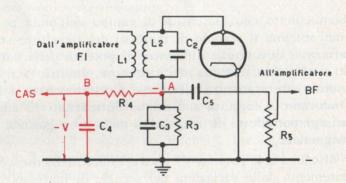



FIG. 10-11 - Metodo per ottenere la tensione continua per il controllo automatico di sensibilità da un rivelatore a diodo termoionico

Consideriamo lo schema del rivelatore a diodo termoionico (fig. 10-11), analogo a quello rappresentato in fig. 7-2.

Il gruppo di rivelazione R_3 C_3 provvede a separare la portante RF dalla modulante BF. Questa prelevata dal punto A, attraverso il condensatore C_5 che provvede a bloccare la componente continua, viene mandata all'amplificatore BF attraverso il controllo manuale di volume effettuato mediante il potenziometro R_5.

Poichè la corrente raddrizzata fluisce nella resistenza R_3 dal punto A verso massa, il potenziale del punto A è negativo rispetto a quello della massa e ai capi di R_3 si stabilisce allora una tensione continua proporzionale alla componente continua della corrente raddrizzata, perciò all'ampiezza dell'onda portante, e delle tensioni alternative proporzionali alla componente di bassa e di media frequenza.

Sulla resistenza R_3 è derivato il filtro costituito dalla resistenza R_4 di elevato valore e dal condensatore C_4 di capacità tanto elevata da presentare anche alle componenti alternative di più bassa frequenza una reattanza trascurabile, cosicchè, ai suoi capi, le tensioni dovute a tali componenti alternative risultino trascurabili.

Fra i punti B e C si ha perciò la sola tensione continua $-V$ proporzionale all'ampiezza dell'onda portante.

È questa tensione negativa che viene applicata alle griglie dei tubi degli stadi che precedono il rivelatore, per ottenere il controllo automatico di sensibilità.

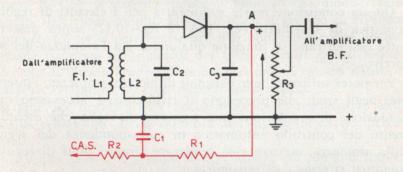



FIG. 10-12 - Metodo per ottenere la tensione per il controllo automatico di sensibilità da un rivelatore a cristallo

La tensione di controllo può essere ottenuta anche dai rivelatori equipaggiati con un diodo a cristallo.

Poichè tali rivelatori vengono impiegati in particolare nei ricevitori a transistori, la polarità della tensione di controllo dovrà essere scelta in base al tipo dei transistori impiegati negli stadi a RF.

Con transistori del tipo *p-n-p* montati con emettitori a massa, la base deve essere controllata con una tensione positiva. Per questo nello schema di fig. 10-12, che rappresenta un rivelatore per ricevitori equipaggiati con transistori di detto tipo, la tensione per il controllo automatico di sensibilità è derivata dal punto A il cui potenziale è positivo rispetto alla massa in quanto la corrente raddrizzata fluisce nella resistenza R_3 da massa verso il punto A.

Se da tale punto viene derivato il segnale rivelato, composto dalla componente modulante e dalla componente continua, e se, mediante il filtro R_1 C_1, viene fugata a massa la componente BF, ai capi di C_1 si manifesta la sola tensione continua di regolazione, purchè la capacità C_1 sia tanto elevata da presentare alle frequenze più basse della componente BF una reattanza trascurabile.

Il controllo automatico di volume per meglio rispondere alle sue funzioni non dovrebbe intervenire quando i segnali di ingresso sono di piccola ampiezza, in quanto è indispensabile, in tale caso, poter utilizzare l'intero guadagno degli stadi RF; esso dovrebbe entrare in funzione solo quando l'intensità dei segnali supera un certo valore minimo, detto *soglia*.

Questa condizione non è soddisfatta con i circuiti di regolazione automatica di sensibilità (fig. 10-11 e fig. 10-12) sopra descritti, in quanto essi entrano in funzione qualunque sia l'ampiezza del segnale in arrivo.

Per poter utilizzare, per i segnali di piccola ampiezza, l'intero guadagno degli stadi che precedono il rivelatore, è necessario opporre alla tensione di regolazione una tensione di soglia che escluda l'intervento del controllo automatico in corrispondenza dei segnali di piccola ampiezza, occorre cioè realizzare circuiti detti di *regolazione automatica ritardata di sensibilità.*

Consideriamo lo schema elettrico di fig. 10-13. Esso rappresenta un rivelatore per modulazione di ampiezza equipaggiato con un doppio diodo-triodo. Il diodo 1 viene utilizzato per la rivelazione, mentre il diodo 2 viene impiegato per ottenere la componente continua, cioè la tensione negativa necessaria per la regolazione automatica ritardata di sensibilità.

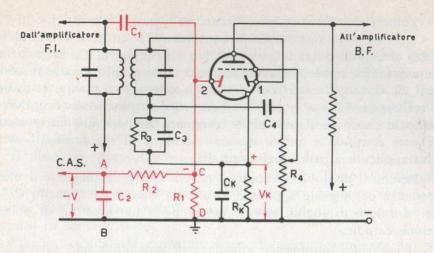



FIG. 10-13 - Metodo per ottenere il controllo automatico ritardato in sensibilità

La tensione inviata al diodo rivelatore è prelevata dal secondario del filtro di banda dell'amplificatore FI, mentre la tensione utilizzata per la regolazione della sensibilità è presa dal primario dello stesso filtro di banda attraverso la capacità C_1.

Il circuito di rivelazione è uguale a quello illustrato in fig. 7-3. Il gruppo R_4 C_4 è il sistema di accoppiamento del diodo rivelatore alla griglia del triodo amplificatore; R_3 C_3 è il gruppo di rivelazione; il gruppo R_K C_K serve per polarizzare il triodo, ma esercita anche una importante funzione nei riguardi del CAS: si noti, per il momento, che a causa di questo gruppo di polarizzazione, il catodo risulta positivo rispetto al punto D, cioè rispetto alla massa.

La tensione negativa $-V$ necessaria per la regolazione automatica della sensibilità viene ottenuta nel modo descritto precedentemente.

Il gruppo R_1 C_1 è il gruppo di rivelazione del diodo 2 impiegato per il CAS e perciò la corrente raddrizzata percorre la resistenza R_1 da C verso D, rendendo il punto C negativo rispetto al punto D, cioè rispetto alla massa.

Ai capi di R_1 si stabilisce quindi una tensione continua proporzionale alla componente continua della corrente raddrizzata e perciò all'ampiezza dell'onda portante, e delle tensioni alternative proporzionali alla componente di bassa e di media frequenza.

Per quanto detto in precedenza fra i punti A e B, cioè ai capi di C_2, si ha solo una tensione continua $-V$ proporzionale all'ampiezza dell'onda portante, ma poichè il gruppo R_K C_K di polarizzazione catodica rende il catodo positivo rispetto alla massa, in condizioni di riposo, l'anodo del diodo 2, collegato a massa attraverso la resistenza R_1, è a potenziale zero, cioè a potenziale negativo rispetto al catodo e perciò nella resistenza R_1 non può fluire alcuna corrente continua e quindi nessuna tensione di regolazione $-V$ risulta applicata ai tubi degli stadi RF.

Perchè il diodo 2 conduca è necessario che la tensione a media frequenza del segnale applicato all'anodo, tramite la capacità C_1, superi il valore di soglia, cioè il valore della tensione V_K di polarizzazione catodica.

Il controllo automatico ritardato di sensibilità può essere ottenuto anche nei ricevitori equipaggiati con transistori, in modo analogo a quello ora descritto. In tal caso è necessario prelevare la tensione di controllo dal primo amplificatore BF, se questo è progettato in modo tale da amplificare simultaneamente la tensione continua e di bassa frequenza.

Più comunemente viene usato il circuito di fig. 10-14, con il quale è possibile incrementare il controllo automatico di sensibilità a partire da un valore minimo (soglia) dei segnali di ingresso, provo-

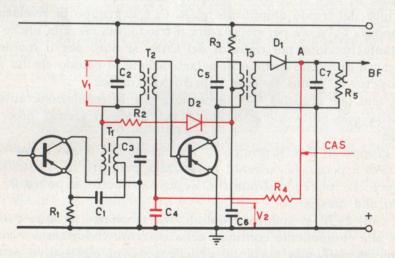



Fig. 10-14 - Controllo automatico di sensibilità e smorzamento del circuito accordato di filtro mediante il diodo D_2.

cando uno smorzamento dei circuiti risonanti dei filtri di banda per mezzo del diodo D_2 polarizzato in senso inverso.

La tensione di controllo, prelevata dal rivelatore (punto A), e filtrata mediante il gruppo R_4 C_4, è applicata alla base del transistore di media frequenza attraverso il secondario del trasformatore T_2. Tale tensione fa variare il guadagno dello stadio proporzionalmente alle variazioni della portante del segnale di ingresso, qualunque sia l'ampiezza di questo.

Il diodo D_2 provvede invece a smorzare i circuiti risonanti di media frequenza a partire però da un valore minimo del segnale. Infatti D_2, essendo polarizzato in senso inverso, conduce solo se la tensione V_2 è maggiore della tensione V_1, cioè quando esso risulta polarizzato in senso diretto.

Finchè i segnali al rivelatore sono di piccola ampiezza, la tensione di regolazione è piccola, la corrente di collettore del transistore di media frequenza è notevole, per cui la tensione V_2 ai capi della capacità C_6 è minore della tensione V_1 che si manifesta ai capi di C_2. Il diodo risulta bloccato e i circuiti risonanti, non essendo smorzati, permettono la massima amplificazione degli stadi RF.

Per segnali al rivelatore sempre più grandi, la corrente di regolazione aumenta e la corrente di collettore diminuisce.

La tensione V_2 aumenta e quando supera il valore V_1, il diodo D_2 risulta polarizzato in senso diretto e perciò in esso scorre corrente. Poichè la resistenza interna del diodo varia inversamente alla tensione applicata, lo smorzamento del circuito risonante aumenta all'aumentare dell'ampiezza del segnale e il guadagno dello stadio controllato diminuisce.

Nei ricevitori a modulazione di frequenza il controllo automatico di sensibilità può essere compiuto dal limitatore di ampiezza che precede il discriminatore di Foster-Seeley, mentre, se il rivelatore è del tipo a rapporto, la tensione di regolazione viene prelevata all'uscita del rivelatore (precisamente dal punto R degli schemi di fig. 7-23 e 7-24) e applicata alle griglie dei tubi a pendenza variabile degli stadi a radiofrequenza.

d) **Controllo di tono**

Una regolazione manuale quasi sempre presente nelle supereterodine è il controllo di tono che ha il compito di regolare la risposta,

cioè il guadagno, dell'amplificatore BF, in modo da attenuare o da esaltare o le basse o le alte frequenze.

Come abbiamo detto al § 47 la regolazione di tono viene applicata soprattutto per attenuare le frequenze più elevate, allo scopo di ridurre i disturbi di ricezione che risultano particolarmente esaltati nelle note acute.

Gli schemi più semplici del controllo dei toni alti sono rappresentati in fig. 4-52 relativamente ad apparecchi equipaggiati con tubi e con transistori.

92 - RICEVITORI IN SUPERETERODINA A MA E A MF A TUBI E A TRANSISTORI

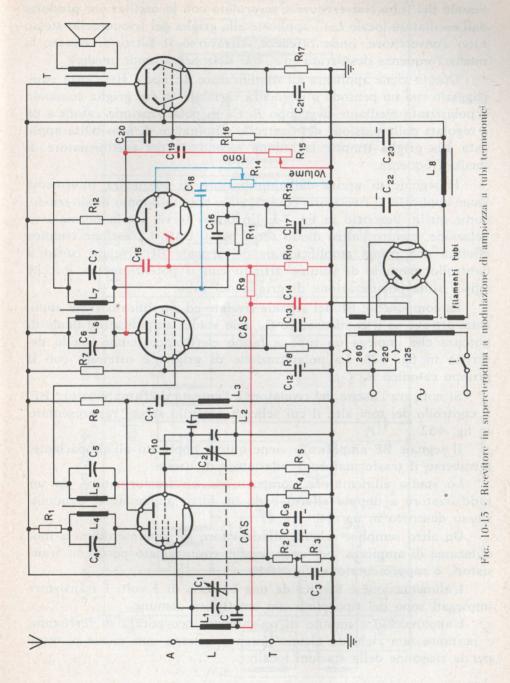
Valendoci della descrizione degli stadi elettronici e dello studio delle loro funzioni, nonchè delle regolazioni manuali ed automatiche fin qui compiuti, possiamo effettuare lo studio del coordinamento dei vari organi che costituiscono i radioricevitori a modulazione di ampiezza e a modulazione di frequenza, equipaggiati sia con tubi termoionici che con transistori.

Esaminiamo per primo un ricevitore a modulazione di ampiezza a tubi termoionici, il cui schema, tipico per un gran numero di radioricevitori commerciali, è rappresentato in fig. 10-15.

Questo ricevitore copre una sola gamma di frequenza; è dotato di buona sensibilità e di buona selettività; è costituito da cinque stadi fondamentali: preselettore-convertitore, amplificatore di media frequenza, rivelatore, amplificatore di bassa frequenza e alimentatore, ed è dotato delle normali regolazioni automatiche e manuali.

Il circuito preselettore e lo stadio convertitore di frequenza sono analoghi a quelli di fig. 10-6; la tensione di polarizzazione della griglia controllo del triodo-esodo è fornita dal diodo per il controllo automatico di sensibilità. La polarizzazione delle griglie schermo è ottenuta con un partitore di tensione costituito dalle resistenze R_2 e R_3 disaccoppiate. Si notino nei circuiti accordati di ingresso (preselettore) e dell'oscillatore locale i compensatori (padder e trimmer) per l'allineamento del ricevitore. I filtri di banda sono del tipo a nucleo variabile per la regolazione della sensibilità.

Il segnale d'ingresso, selezionato dal preselettore L_1 C_1 tra i vari segnali captati dall'antenna, è applicato alla griglia controllo del-

Fig. 10-15 - Ricevitore in supereterodina a modulazione di ampiezza a tubi termoionici

l'esodo del tubo convertitore e mescolato con le oscillazioni prodotte dall'oscillatore locale L_2 C_2 applicate alla griglia del triodo dello stesso tubo convertitore, onde ottenere, attraverso il filtro di banda, la media frequenza desiderata (p.e. 460 KHz per le onde medie).

Questa viene applicata all'amplificatore di media frequenza equipaggiato con un pentodo a pendenza variabile, la cui griglia comando è polarizzata mediante il gruppo R_8 C_{13} di polarizzazione catodica ed è regolata dalla tensione del controllo automatico di sensibilità applicata alla griglia tramite la bobina secondaria del trasformatore di media frequenza.

Il segnale di uscita dall'amplificatore di frequenza intermedia viene applicato al rivelatore, equipaggiato con un doppio diodo-triodo, come quello descritto in fig. 7-3. Un diodo serve per la normale rivelazione, mentre l'altro diodo serve per il CAS. La sezione triodica effettua una prima amplificazione del segnale BF rivelato, sotto il controllo manuale di volume attuato con il potenziometro R_{14} che agisce sulla polarizzazione di griglia del tubo.

La componente BF del segnale rivelato ed amplificato viene applicata, attraverso il condensatore C_{20}, allo stadio amplificatore finale di potenza che impiega un tubo a fascio elettronico, come quello descritto in fig. 4-38. La polarizzazione di griglia è ottenuta con il gruppo catodico R_{17} C_{21}.

Si noti, tra l'uscita del rivelatore e l'entrata dell'amplificatore BF, il controllo dei toni alti, il cui schema è quello stesso rappresentato in fig. 4-52.

Il segnale BF amplificato viene quindi applicato all'altoparlante, attraverso il trasformatore T adattatore di uscita.

Lo stadio alimentatore, composto da un trasformatore, da un raddrizzatore a doppio effetto e da un filtro appianatore, è quello stesso descritto in fig. 3-8.

Un altro semplice schema di ricevitore in supereterodina a modulazione di ampiezza, per onde medie, equipaggiato però con transistori, è rappresentato in fig. 10-16.

L'alimentazione è fornita da una batteria di 3 volt. I transistori impiegati sono del tipo *p-n-p* con emettitore comune.

L'apparecchio è munito di un'antenna incorporata di ferroxube e pertanto non richiede alcuna antenna esterna con messa a terra per la ricezione delle stazioni locali.

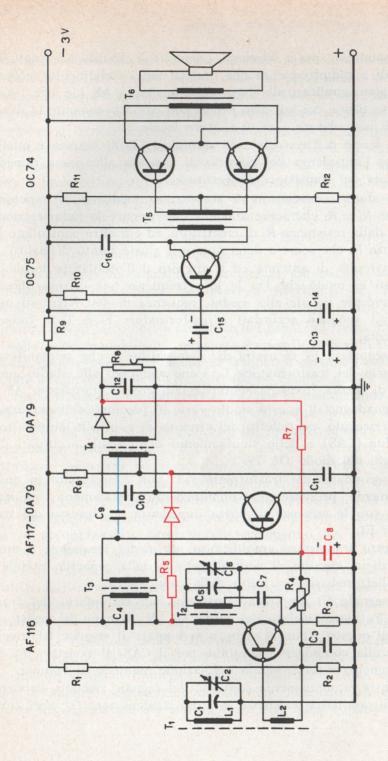



Fig. 10-16 - Ricevitore in supereterodina a modulazione di ampiezza a transistori

L'antenna capta e seleziona, mediante il circuito accordato L_1 C_2, i segnali a radiofrequenza che, indotti nell'avvolgimento secondario L_2, vengono applicati alla base del transistore AF 116 che funziona da convertitore, per cui esso svolge contemporaneamente le due funzioni di mescolatore e di oscillatore locale.

Lo scopo dell'avvolgimento secondario L_2 di entrata è quello di adattare l'impedenza del circuito di antenna alla bassa impedenza di entrata del transistore convertitore.

Lo stadio convertitore è stabilizzato mediante il partitore di tensione R_1 e R_2 che serve anche a determinare la polarizzazione di base, e dalla resistenza R_3 di emettitore, ed è inoltre controllato dalla resistenza R_4 che serve a determinare il giusto punto di lavoro.

Il circuito di antenna ed il circuito dell'oscillatore locale sono realizzati in modo che fra le loro frequenze vi sia una differenza costantemente uguale alla media frequenza di 460 KHz: su questa frequenza vengono accordati i trasformatori T_3 e T_4 a frequenza intermedia.

Il segnale a FI di uscita dal convertitore e che si manifesta al secondario del trasformatore T_3, viene applicato allo stadio amplificatore di media frequenza equipaggiato con il transistore AF 117.

Il guadagno di questo stadio varia in funzione dell'ampiezza del segnale ricevuto, per effetto del circuito di controllo automatico di sensibilità (CAS) e dello smorzamento dei circuiti accordati di FI provocato dal diodo OA 79.

Il secondario del trasformatore T_3 non è accordato in quanto, diversamente, presenterebbe un'impedenza praticamente infinita, in antitesi con le esigenze di bassa impedenza di ingresso del transistore di FI.

Questo transistore amplificatore di media frequenza è munito inoltre di un circuito di neutralizzazione della capacità interelettrodica collettore-base, costituito dalla capacità C_9.

Il segnale FI amplificato esistente sul secondario del trasformatore T_4, viene rivelato dal diodo OA 79. Ai capi del resistore di carico di questo diodo si viene a sviluppare il segnale BF rivelato, insieme alla componente continua per il CAS. Il resistore R_8 è un potenziometro e serve per la regolazione manuale di volume.

Mentre la componente continua del segnale rivelato, opportunamente filtrata dalla resistenza R_7 e dal condensatore C_8, viene inviata

a polarizzare positivamente la base del transistore amplificatore di FI, formando così la tensione per il CAS, la componente ad audiofrequenza del segnale rivelato viene inviata, attraverso la capacità C_{15}, che blocca la componente continua, al primo stadio amplificatore BF che impiega il transistore OC 75. La polarizzazione di questo stadio è ottenuta mediante la resistenza R_{10}.

Il segnale BF amplificato viene applicato allo stadio finale di potenza mediante il trasformatore di accoppiamento T_5. Questo stadio è equipaggiato con due transistori OC 74 in controfase, polarizzati e stabilizzati mediante il partitore di tensione R_{11} e R_{12}.

L'uscita dello stadio di potenza viene inviata all'altoparlante attraverso il trasformatore di uscita T_6.

I ricevitori per modulazione di frequenza differiscono da quelli per modulazione di ampiezza per avere il discriminatore (del tipo a Foster-Seeley o del tipo a rapporto) al posto del rivelatore.

Inoltre, per il fatto che la larghezza del canale di frequenza occupato dalle onde modulate in frequenza è, per la radiodiffusione, di 150 KHz, mentre quella del canale di frequenza occupato dalle onde modulate in ampiezza è di 9 KHz, si rende necessario elevare il valore della media frequenza da 460 KHz circa (per la modulazione di ampiezza) a 10,7 MHz (per la modulazione di frequenza). Ciò richiede l'uso di filtri di banda e di amplificatori di media frequenza del tipo a larga banda passante.

Un'altra differenza tra i ricevitori MA e i ricevitori FM si ha nello stadio preselettore-convertitore. Dal momento che il campo di frequenza in cui opera la modulazione di frequenza è di 80-100 MHz, i tubi pentagriglia mescolatori e convertitori non sono utilizzabili a causa di accoppiamenti parassiti che avvengono nel loro interno tra i vari elettrodi, quando la frequenza è superiore a 60-70 MHz.

La conversione può essere attuata allora con un pentodo (oppure con un triodo) mescolatore e con un triodo oscillatore, che possono essere separati oppure racchiusi in un unico tubo costruito appositamente per tale scopo, come rappresentato nello schema di fig. 10-17.

I triodi e i pentodi usati come mescolatori producono però tensioni di rumore di valore assai più elevato di quello che essi producono quando vengono impiegati come amplificatori. Allo scopo di elevare il rapporto segnale/rumore, conviene applicare al tubo mescolatore un segnale già abbastanza forte. Per questo motivo è con-

veniente far precedere allo stadio convertitore uno stadio amplificatore RF, che amplifichi il segnale in arrivo e che effettui, contemporaneamente, la preselezione, onde evitare che giungano al convertitore le oscillazioni aventi la frequenza immagine di quella che si desidera ricevere.

Normalmente lo stadio amplificatore a RF utilizza un triodo, a basso rumore, a circuito anodico accordato e neutralizzato, secondo il metodo rappresentato nello schema di fig. 4-53.

Il discriminatore potrebbe essere del tipo di Foster-Seeley (§ 69-1) oppure del tipo a rapporto simmetrico (§ 69-2) o asimmetrico (§ 69-3).

L'impiego del discriminatore di Foster-Seeley esige però l'uso del limitatore che, anche se riduce il rumore esistente all'uscita del ricevitore eliminando tutte le eventuali variazioni di ampiezza contenute nel segnale in arrivo in modo più efficace dell'azione limitatrice del rivelatore a rapporto, richiede, per il suo corretto funzionamento, una forte amplificazione di media frequenza e conseguentemente circuiti più complessi e più costosi.

Per questi motivi il discriminatore di Foster-Seeley viene usato nei ricevitori di alta qualità e in quelli professionali, mentre nei ricevitori più economici, come sono quelli usati per la radiodiffusione, viene normalmente impiegato il rivelatore a rapporto.

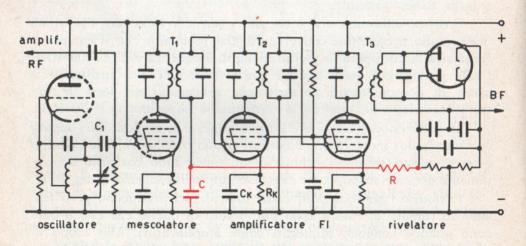



Fig. 10-17 - Conversione, amplificazione di FI e rivelazione in una supereterodina a modulazione di frequenza

Esaminiamo lo schema di fig. 10-17 relativo allo stadio convertitore, allo stadio amplificatore di FI e al rivelatore di un ricevitore in supereterodina per modulazione di frequenza.

Il segnale a frequenza f_1 proveniente dall'amplificatore a RF e le oscillazioni a frequenza f_2 prodotte dall'oscillatore locale vengono applicati alla griglia controllo del pentodo mescolatore affinché, attraverso il filtro di banda T_1, si ottenga l'oscillazione $fi = f_2 - f_1$ di media frequenza.

L'oscillatore locale è costituito da un triodo oscillatore di tipo Hartley. Esso viene accoppiato al pentodo mescolatore in modo molto lasco, cioè attraverso il condensatore C_1, di piccolissima capacità (1 pF), affinchè l'accordo del suo circuito risonante influenzi il meno possibile l'accordo del circuito risonante dell'amplificatore-preselettore a radiofrequenza che precede il convertitore.

Il segnale a FI che esce dal convertitore viene applicato all'amplificatore di media frequenza attuato con due pentodi a pendenza variabile.

La polarizzazione del primo pentodo è ottenuta in parte con il gruppo di polarizzazione catodica $R_K C_K$ e in parte con una tensione negativa continua, proveniente dal rivelatore a rapporto, che provvede alla regolazione automatica di sensibilità del ricevitore, variando il guadagno del pentodo inversamente alle variazioni di ampiezze del segnale in arrivo.

Il segnale di uscita dal secondo stadio amplificatore FI viene applicato al rivelatore a rapporto del tipo simmetrico, che fornisce in uscita il segnale modulante BF. Questo verrà quindi applicato ad uno stadio amplificatore BF del tipo di quelli usati nei ricevitori per modulazione di ampiezza.

Attualmente si costruiscono dei ricevitori per radiodiffusione e professionali che possono ricevere le onde modulate in ampiezza e le onde modulate in frequenza. In realtà si tratta di due distinti ricevitori montati su un medesimo telaio, aventi alcune parti in comune, come l'alimentatore, l'amplificatore di bassa frequenza, l'altoparlante ed alcuni tubi, mentre la sezione di RF, i filtri di banda e il rivelatore sono distinti e realizzati conformemente alle caratteristiche richieste dai due sistemi di modulazione.

Con una semplice manovra di commutazione si può passare dai

circuiti corrispondenti al ricevitore MA a quelli corrispondenti al ricevitore FM e viceversa.

Dagli schemi dei ricevitori in supereterodina ora descritti, che sono tra i più semplici, si può risalire a quelli più complessi valendoci dei vari sistemi studiati, con cui si possono realizzare i singoli stadi e i vari circuiti di regolazione. Evidentemente non è possibile rappresentare e descrivere tutti gli schemi: importante è saperli interpretare e riconoscere in essi la funzione dei vari elementi circuitali.

93 - CENNI SUI TRASMETTITORI RADIO

I trasmettitori radio sono complessi elettronici che consentono la trasformazione dell'energia sonora in energia elettromagnetica irradiabile, sono cioè apparati con i quali viene prodotta la potenza a radiofrequenza che viene immessa nell'antenna trasmittente dopo essere stata opportunamente modulata dal segnale da trasmettere.

I trasmettitori, in base al sistema di sovrapposizione della modulante alla portante, possono classificarsi in trasmettitori a modulazione di ampiezza, a modulazione di frequenza e a modulazione per manipolazione. Quest'ultima è una modulazione di ampiezza caratterizzata dalla produzione, dietro comando di un tasto Morse o di macchine speciali, di treni di oscillazioni di ampiezza costante, di lunghezza e ritmo opportuni.

Altra classificazione è quella che tien conto della lunghezza d'onda irradiata, ottenendo così trasmettitori ad onde lunghe, ad onde medie, ad onde corte, e a microonde. I trasmettitori vengono distinti anche in funzione del loro servizio: si hanno così i trasmettitori per radiodiffusione, militari, per amatori, ecc.

Gli elementi fondamentali che caratterizzano la costituzione di un trasmettitore radio sono la potenza e la frequenza dei segnali emessi, da cui dipende in particolare la portata della trasmissione.

Requisito fondamentale di ogni trasmettitore è poi la stabilità della frequenza portante che evita le interferenze con le stazioni trasmittenti di frequenza poco diversa.

Per questo motivo la maggior parte dei radiotrasmettitori utilizza un oscillatore a cristallo, mantenuto a temperatura rigorosamente costante, detto *oscillatore pilota*.

I trasmettitori sono composti, in linea di massima, da una sezione BF, da una sezione RF, da un complesso di modulazione e dal complesso di antenna.

La modulazione potrebbe essere ad *alto livello di energia* oppure a *basso livello di energia*, a cui corrispondono due diversi criteri di amplificazione.

Nel primo caso si produce prima una forte amplificazione di potenza sia della portante RF che della modulante BF. Queste vengono poi immesse nell'amplificatore modulato, per ottenere la potenza modulata da applicare direttamente all'antenna trasmittente.

Nel secondo caso si modula la portante RF di piccola potenza con la modulante BF pure di piccola potenza. La modulata così ottenuta viene poi amplificata con opportuni amplificatori RF e quindi inviata nell'antenna.

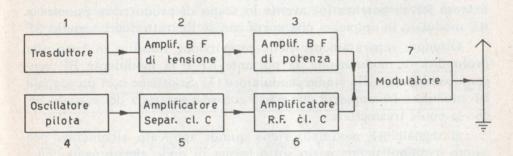



Fig. 10-18 - Schema a blocchi di un trasmettitore a MA ad alto livello di energia

Uno schema a blocchi relativo ad un trasmettitore a modulazione di ampiezza ad alto livello di energia potrebbe essere quello rappresentato in fig. 10-18. La sezione BF comprende un dispositivo (1) atto a tradurre le modulazioni sonore (dirette, oppure registrate) in corrispondenti modulazioni elettriche, cioè in corrispondenti f.e.m. variabili, che costituiscono i segnali modulanti di bassa frequenza. Tale dispositivo può essere quindi un microfono, oppure un rivelatore fonografico o una testina magnetica di riproduzione.

Poiché queste f.e.m. non hanno generalmente la sufficiente ampiezza richiesta dalla funzione che devono esercitare (modulazione), esse vengono amplificate mediante un amplificatore BF di tensione di

classe A (2) e mediante un successivo amplificatore BF di potenza di classe AB (3).

Contemporaneamente un oscillatore stabilizzato a cristallo (4) genera una f.e.m. sinusoidale (portante), avente una ampiezza costante e una frequenza sufficientemente alta (RF) da poter essere irradiata dall'antenna. Nel caso che la frequenza portante debba essere molto grande rispetto a quella massima generata dall'oscillatore pilota, fra questo e gli stadi amplificatori vengono messi degli stadi moltiplicatori di frequenza.

Poichè anche questa f.e.m. non è sufficientemente intesa, essa deve essere amplificata mediante un primo amplificatore RF di classe C, detto separatore (5), la cui caratteristica è di non avere mai corrente di griglia durante il funzionamento al fine di non influenzare minimamente, con eventuali reazioni, la frequenza dell'oscillatore pilota. L'uscita di questo amplificatore separatore è applicata ad un amplificatore RF di potenza (6) avente lo scopo di produrre la potenza a RF modulato in ampiezza che porta con sè i caratteri del segnale BF

Ottenute separatamente nelle proporzioni stabilite in base alla profondità di modulazione, la portante RF e la modulante BF vengono combinate nello stadio modulatore (7). Si ottiene così un segnale RF modulato in ampiezza che porta con sé i caratteri del segnale BF che si vuole trasmettere.

Il segnale RF modulato viene quindi applicato all'antenna per essere irradiato nello spazio sotto forma di onde elettromagnetiche.

La fig. 10-19 rappresenta lo schema a blocchi di un trasmettitore a modulazione di ampiezza a basso livello di energia.

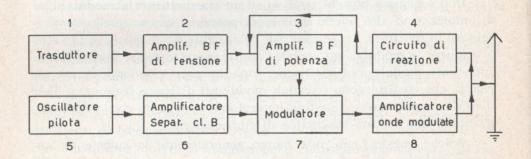



Fig. 10-19 - Schema a blocchi di un trasmettitore a MA a basso livello di energia

La sezione BF è composta dal trasduttore (1), da un amplificatore BF di tensione di classe A (2) e da un amplificatore di potenza di classe AB (3).

La sezione di alta frequenza è composta da un oscillatore pilota controllato a quarzo (5) e da un amplificatore separatore di classe B lineare (6).

Il segnale modulante BF e le oscillazioni portanti a RF ottenute vengono quindi applicati allo stadio modulatore (7). L'oscillazione modulata di uscita dal modulatore viene amplificata mediante un amplificatore RF (8) e quindi applicata all'antenna trasmittente.

Normalmente una determinata parte dell'uscita modulata viene riportata all'ingresso dell'amplificatore BF di potenza, attraverso un circuito di controreazione (4), allo scopo di ridurre le distorsioni, i disturbi ecc. Osserviamo che con la modulazione a basso livello di energia gli amplificatori che seguono l'amplificatore modulato non possono essere di classe C, cioè ad alto rendimento, ma sono necessariamente amplificatori di classe B lineare.

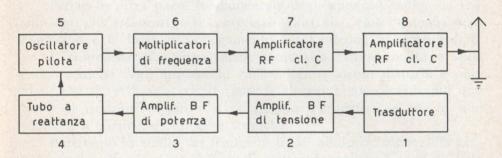



Fig. 10-20 - Schema a blocchi di un trasmettitore a modulazione di frequenza

I trasmettitori a modulazione di frequenza non differiscono sostanzialmente da quelli a modulazione di ampiezza se non nello stadio modulatore che, in questo caso, è costituito da un tubo a reattanza.

Altra sostanziale differenza si ha nello stadio oscillatore e nello stadio modulatore, che sono equipaggiati con tubi di piccola potenza, del tipo ricevente. L'amplificazione di potenza dei segnali modulati si attua con l'amplificatore di classe C, il cui funzionamento non altera in alcun modo, a differenza di quanto accade per la modulazione di ampiezza, la modulazione di frequenza.

Lo schema a blocchi di un trasmettitore a modulazione di frequenza è rappresentato in fig. 10-20, dove la sezione BF comprende il trasduttore (1) l'amplificatore BF di tensione di classe A (2) e l'amplificatore BF di potenza in classe A o AB (3). Il segnale modulante BF viene applicato al tubo a reattanza (4) che, sovrapponendolo alla portante RF generata dall'oscillatore pilota controllato a quarzo (5), dà luogo alla modulata, la cui frequenza viene elevata, mediante il moltiplicatore di frequenza (6), al valore desiderato. La potenza della modulata viene poi amplificata, con due o più stadi di classe C, al valore che si vuole ottenere in uscita e quindi applicata all'antenna trasmittente.

CAPITOLO UNDICESIMO

Le onde elettromagnetiche e le antenne

È noto che nella radiodiffusione, nella radiotelefonia e in ogni altro sistema di radiocomunicazione, il mezzo di collegamento tra le stazioni trasmittenti e le stazioni riceventi è costituito da *onde elettromagnetiche*, dette in particolare *onde radio*, che provvedono, come farebbe una linea metallica, a trasferire l'energia dagli emettitori ai ricevitori.

Le onde elettromagnetiche sono però delle perturbazioni che si propagano liberamente nello spazio, portando con sé le caratteristiche dei segnali che si vogliono trasmettere. Esse vengono irradiate dai trasmettitori per mezzo dell'antenna trasmittente e vengono captate dai ricevitori per mezzo dell'antenna ricevente.

Perciò un'altra parte fondamentale degli apparati radio, sia trasmittenti che riceventi, è il *complesso d'antenna*, cioè l'antenna vera e propria e la linea di collegamento tra l'antenna e l'apparecchio.

Il complesso d'antenna incide moltissimo sulla qualità e sulle caratteristiche degli apparecchi radio: infatti alcuni disturbi e anomalie che si verificano, p.e. durante le ricezioni, sono imputabili non tanto al ricevitore quanto al complesso d'antenna, se questo non soddisfa a particolari esigenze tecniche.

Purtroppo lo studio dei fenomeni legati alla produzione, alla propagazione e alla ricezione delle onde elettromagnetiche è assai difficile e per di più nessun modello intuitivo ai nostri sensi può esemplificare, anche grossolanamente, il meccanismo di tali fenomeni essendo, soprattutto l'irraggiamento di energia e la propagazione delle onde elettromagnetiche, fenomeni spaziali. Dovremo perciò limitare lo studio ai pochi concetti indispensabili ad intuire il sistema con cui si realizza il collegamento *senza fili*.

94 - PRODUZIONE DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

Dall'elettrotecnica generale è noto che se una corrente elettrica I fluisce in un conduttore dal punto A al punto B (fig. 11-1a), tra i due punti esiste una d.d.p., e il punto A è negativo rispetto al punto B.

Poichè una d.d.p. crea sempre un campo elettrico, tra i due punti esistono allora delle linee di forza elettriche (aperte) che vanno da A verso B.

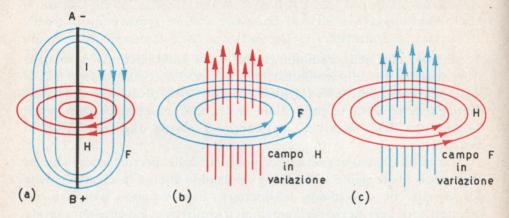



Fig. 11-1 - Un conduttore percorso da corrente genera un campo elettrico F e un campo magnetico H perpendicolari tra loro (a). Un campo magnetico H in variazione genera un campo elettrico F (b). Un campo elettrico F in variazione genera un campo magnetico H (c)

L'intensità *F* del campo elettrico dipende dalla d.d.p. tra i due punti e dipende dunque indirettamente dall'intensità della corrente elettrica che fluisce nel conduttore (e dall'impedenza di questo). Quando la corrente è massima, la d.d.p. è massima e massimo è il campo elettrico; quando la corrente cambia di senso, la d.d.p. cambia di segno e il campo inverte la sua direzione.

Sappiamo anche che la stessa corrente *I* produce un campo magnetico *H* le cui linee di forza (chiuse) sono situate in piani perpendicolari al conduttore e quindi anche alle linee di forza del campo elettrico e hanno la direzione stabilita dalla regola di Ampère per le correnti positive. L'intensità del campo *H* è direttamente proporzionale all'intensità della corrente, per cui quando questa aumenta il campo aumenta, e quando cambia di senso il campo inverte la sua direzione.

Se la corrente *I* è costante, i due campi sono costanti e fra di loro non si manifesta alcuna azione reciproca.

Se la corrente *I* è invece variabile, il campo magnetico *H* in variazione interseca il conduttore ed induce tra i punti A e B una f.e.m. *E*

che, opponendosi, per la legge di Lenz, alle variazioni della d.d.p. già esistente, ne modifica l'ampiezza con conseguente aumento o diminuzione del campo elettrico. Il fenomeno è reciproco in quanto l'eventuale diminuzione della d.d.p. tra i punti A e B, cioè del campo elettrico, causa una diminuzione della corrente e quindi del campo magnetico. In definitiva è come se il campo magnetico in variazione avesse creato, per induzione elettromagnetica, un nuovo campo elettrico in opposizione al campo elettrico esistente, e questo, dovendo modificare il suo valore, avesse creato, per la conseguente variazione della corrente, un nuovo campo magnetico in opposizione al campo magnetico preesistente.

Queste azioni e generazioni reciproche tra i due campi che avvengono attraverso la nascita di una f.e.m. indotta in un mezzo conduttore sono la conseguenza di un fenomeno più generale che si manifesta nello spazio allorquando uno dei due campi è in variazione.

Infatti, è analiticamente dimostrato e dall'esperienza confermato, che ogni qualvolta un campo magnetico varia, nasce nello spazio un campo elettrico le cui linee di forza sono chiuse e concatenate con le linee di forza magnetiche (fig. 11-1b). Esiste però anche il fenomeno simmetrico: tutte le volte che un campo elettrico varia, nasce nello spazio un campo magnetico le cui linee di forza sono chiuse e concatenate con le linee di forza elettriche (fig. 11-1c).

Tra i due campi nasce dunque una interdipendenza reciproca, nel senso che le variazioni del campo magnetico prodotte da un campo elettrico variabile producono a loro volta un campo elettrico che, variando, produce un campo magnetico e così via (fig. 11-2). Da qui si comprende che i campi elettrici e i campi magnetici in variazione, non possono esistere isolati perchè sono interdipendenti e devono essere considerati perciò come un'unica entità che costituisce il cosiddetto *campo elettromagnetico.*

È pure dimostrato che i successivi concatenamenti dei due campi non sono istantanei ma avvengono in tempi brevissimi. Ciò significa che la riproduzione vicendevole dei due campi ritarda via via che questi si allontanano dal conduttore, per cui essi si propagano nello spazio come un'onda (onda elettromagnetica) con una velocità finita che, nell'aria e nel vuoto, è praticamente uguale alla velocità della luce (300.000 Km/sec).

Le onde elettromagnetiche sono quindi perturbazioni dovute a variazioni periodiche dell'intensità e della direzione del campo elettro-

magnetico in un certo punto e in un certo istante, che si propagano nello spazio, analogamente alle perturbazioni meccaniche prodotte da un corpo elastico posto in vibrazione, come abbiamo studiato a proposito delle onde sonore, con la differenza che le onde elettromagnetiche sono del *tipo trasversale*, in quanto le variazioni sia del campo elettrico che del campo magnetico avvengono in piani perpendicolari alla direzione di propagazione (fig. 11-2) e possono propagarsi anche nel vuoto.

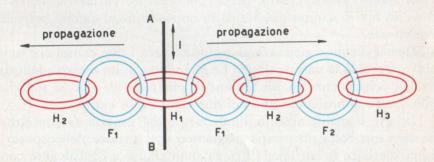



FIG. 11-2 - Concatenamento tra campo magnetico H e campo elettrico F prodotti da una corrente variabile

Le onde elettromagnetiche sono dunque la diretta conseguenza delle variazioni di campi elettromagnetici, così come le onde sonore sono la diretta conseguenza della vibrazione di un corpo elastico.

Però, mentre la propagazione delle onde sonore richiede un mezzo materiale elastico che trasmetta a zone sempre più lontane le vibrazioni impressegli in un punto dalla sorgente sonora, le onde elettromagnetiche possono propagarsi anche nel vuoto in quanto sono costituite dagli stessi campi elettrici e magnetici che, generati in un punto da una corrente variabile, si rigenerano a vicenda nello spazio.

Siamo giunti a definire sommariamente l'onda elettromagnetica partendo dalla considerazione di una corrente in variazione, ma le onde elettromagnetiche nascono ogni volta che si ha una variazione di un campo elettrico o di un campo magnetico indipendentemente dalla causa che provoca tale variazione.

Le onde elettromagnetiche possono essere prodotte da una corrente continua in rapida variazione, oppure da una corrente sinusoidale di frequenza sufficientemente alta. Nel primo caso si ha una

generazione di onde elettromagnetiche distribuite su un largo spettro di frequenze, mentre nel secondo caso l'energia dei due campi rimane concentrata su una sola frequenza.

Questo secondo caso è quello normalmente usato nelle radiocomunicazioni, mentre al primo caso viene attribuita gran parte dei disturbi cosiddetti industriali.

L'onda elettromagnetica, come ogni altro moto ondoso, è caratterizzata non solo dalla velocità di propagazione, ma anche dalla frequenza, dall'intensità, dalla direzione di propagazione e dal piano di polarizzazione.

a) *La frequenza dell'onda elettromagnetica* è legata alla frequenza della grandezza elettrica che l'ha prodotta: p.e. della corrente alternata che fluisce nel conduttore. Poichè le onde radio generate da una corrente alternata, variano di intensità conformemente alla variazione istantanea della corrente, assumendo alternativamente valori istantanei positivi e negativi, possono essere rappresentate con la stessa forma della corrente che le ha generate. E poichè durante tali variazioni nel tempo, le onde si propagano nello spazio, vi è una precisa relazione che lega la distanza che l'onda percorre durante un intero periodo e la velocità di propagazione. Indicando con λ tale distanza, con T il periodo e con c la velocità di propagazione, si ha:

$$\lambda = c \cdot T \qquad \text{ricordando che } T = \frac{1}{f}$$

si ottiene:

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{11-1}$$

dove λ è chiamata *lunghezza d'onda.* Essa viene espressa in metri, se c è espressa in m/sec e f in Hz.

Dalla (11-1) risulta evidente che più alta è la frequenza e più breve è la lunghezza d'onda. Poichè nel vuoto e nell'aria la velocità di propagazione c è costante perchè praticamente uguale a quella della luce, le onde radio vengono di frequente caratterizzate direttamente dalla loro lunghezza d'onda, essendo questa inversamente proporzionale alla frequenza.

b) *L'intensità di un'onda radio* è definita dalla tensione elettrica che il campo magnetico induce in un conduttore lungo un metro,

disposto nel fronte d'onda, quando viene attraversato con la velocità della luce. Viene espressa in microvolt per metro (μV/m). In pratica per ottenere una ricezione soddisfacente è necessario che l'intensità dell'onda sia compresa tra 0,1 e 1000 μV/m.

c) *La direzione di propagazione di un'onda* dipende dalla direzione relativa delle linee di forza elettriche e magnetiche e dalle caratteristiche di direttività delle antenne (radiatori d'onda), cioè dalle proprietà che esse hanno di irradiare meglio in una direzione che non in altre.

Le caratteristiche di direttività delle antenne vengono utilizzate per concentrare la radiazione verso una zona in cui si desidera trasmettere, oppure per favorire la ricezione delle onde che arrivano secondo una prestabilita direzione.

d) *Il piano di polarizzazione di un'onda* è determinato dalla direzione delle linee di forza del campo elettrico. Per convenzione si dice che un'onda elettromagnetica è *polarizzata verticalmente* quando il piano che contiene il campo elettrico è normale alla superficie della terra, cioè quando il conduttore costituente l'antenna è disposto verticalmente. Si dice invece che un'onda elettromagnetica è *polarizzata orizzontalmente* quando il piano che contiene la componente elettrica è orizzontale, cioè quando il conduttore è disposto parallelamente alla superficie della terra.

La polarizzazione riveste grande importanza nel campo delle radiocomunicazioni, perchè consente di irradiare due onde della stessa frequenza, l'una polarizzata orizzontalmente e l'altra polarizzata verticalmente, senza che esse possano interferirsi.

Le onde elettromagnetiche, nella loro propagazione, trasportano evidentemente un'*energia elettromagnetica.* È dimostrato che tale energia è divisa in parti uguali nei due campi, nel senso che l'energia elettrica si trasforma integralmente nell'energia magnetica e viceversa.

Da quanto suesposto potrebbe sembrare che qualunque circuito percorso da una corrente variabile possa irradiare una certa quantità di energia sotto forma di onde elettromagnetiche.

Se però consideriamo che una corrente non può circolare che in un circuito chiuso, dobbiamo ammettere che il conduttore di fig. 11-1 faccia parte di un circuito chiuso, e che esista perciò anche un conduttore di ritorno nel quale la corrente fluisce in direzione opposta.

La corrente di ritorno produrrà anch'essa un campo elettromagnetico, le cui due componenti (elettrica e magnetica) saranno in opposizione di fase con le componenti del campo elettromagnetico prodotto dalla corrente diretta. Perciò i due campi si annullano ed il circuito chiuso non potrà irradiare onde elettromagnetiche.

Tuttavia tutti i circuiti producono una debole emissione di onde, praticamente trascurabile, a meno che la distanza tra i due conduttori (di andata e di ritorno) non sia dell'ordine di grandezza della lunghezza d'onda, perchè, in tal caso, il ritardo con cui le componenti elettriche e magnetiche di un campo raggiungono quelle dell'altro, porta i due campi in concordanza di fase con conseguente possibilità di propagazione.

Ad esempio, una normale linea di distribuzione dell'energia elettrica a frequenza di 50 Hz, costituita da due conduttori distanti fra loro di 50 cm., non può praticamente irradiare onde elettromagnetiche per il fatto che la lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza di 50 Hz è di 6.000 Km, mentre la distanza fra i conduttori è di soli 50 cm. Se la stessa linea fosse invece percorsa da una corrente a una frequenza di 100.000 KHz, irradierà una considerevole energia perchè la distanza tra i conduttori (50 cm) è dello stesso ordine della lunghezza d'onda (3 m) della corrente che attraversa la linea.

Da queste considerazioni risulta evidente che le dimensioni dei circuiti (antenne o radiatori) preposti all'irraggiamento di onde elettromagnetiche debbono essere inversamente proporzionali alla frequenza. Pertanto le onde di alta frequenza verranno trasmesse da antenne di piccole dimensioni, mentre per irradiare onde di bassa frequenza occorrono sistemi radianti di grandi dimensioni.

Normalmente per produrre un campo elettromagnetico irradiabile si fa uso di un circuito costituito da un solo conduttore che permetta il fluire della corrente di andata, in un certo istante, e di quella di ritorno in un istante successivo. A prima vista sembrerebbe che un simile circuito sia irrealizzabile. Eppure è noto che qualsiasi pezzo di filo rettilineo ed isolato può costituire un circuito oscillante aperto ad induttanza e capacità distribuite (Vol. I - § 82), del tutto analogo ad un circuito oscillante serie a capacità ed a induttanza concentrate, che può entrare in oscillazione sulla sua frequenza di risonanza la quale, evidentemente, sarà piuttosto elevata, essendo i valori della capacità e dell'induttanza distribuite molto bassi.

Anche in questo caso le dimensioni del circuito (lunghezza del conduttore) sono legate alla frequenza o, il che è lo stesso, alla lunghezza d'onda che si vuole irradiare.

Per la costruzione delle antenne, interessano i casi in cui il conduttore ha due estremi isolati (dipolo), oppure un estremo isolato e l'altro collegato a terra (semidipolo).

1) **Il dipolo**

Consideriamo dapprima il dipolo, cioè un conduttore rettilineo, con gli estremi isolati ed alimentato al centro da un generatore di energia ad alta frequenza.

In un conduttore aperto non può circolare corrente a meno che esso venga posto nelle condizioni di risonare, cioè venga alimentato ad una frequenza f uguale alla sua frequenza di oscillazione libera fo che, come abbiamo visto al § 82 del Vol. I, dipende dai valori della capacità e dell'induttanza distribuite, cioè dalla lunghezza del conduttore.

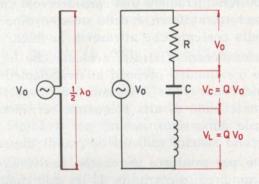



FIG. 11-3 - Un dipolo in condizione di risonanza equivale ad un circuito risonante serie

Precisiamo ora che la lunghezza minima teorica che il conduttore deve possedere per entrare in risonanza su una determinata frequenza fo, deve essere uguale a $\lambda/2$, cioè a metà della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza fo ($\lambda = c/fo$).

Ciò è evidente se si pensa che, come in un normale circuito oscillante a capacità e ad induttanza concentrate la corrente oscillante deve

percorrere l'intero circuito (intera lunghezza) in un semiperiodo ($\lambda/2$), così nei circuiti oscillanti a capacità e ad induttanza distribuite, la corrente oscillante deve percorrere, durante un semiperiodo, quella lunghezza di conduttore che contiene i valori distribuiti di capacità e di induttanza determinanti la frequenza fo. Tale lunghezza è dunque uguale a $\lambda/2$ ed è la minima lunghezza che può dar luogo alla risonanza sulla frequenza fo. Questa frequenza è detta *fondamentale*, mentre il dipolo costituisce *un sistema risonante in fondamentale*.

È pure evidente che lo stesso tratto di conduttore può risonare su una frequenza doppia o tripla o comunque multipla intera della fondamentale. In tal caso si ha un *sistema risonante in armoniche* e la lunghezza dell'elemento radiante comprende multipli interi di mezza lunghezza d'onda, cioè λ, $3/2\,\lambda$, $2\,\lambda$, ecc.

Vediamo ora più da vicino il funzionamento del dipolo. Abbiamo detto che questo non è altro che un circuito risonante serie ad induttanza e capacità distribuite, del tutto analogo al circuito risonante serie ad induttanza e capacità concentrate (fig. 11-3).

Se la lunghezza del dipolo è $\lambda/2$ della frequenza fo (frequenza di risonanza del dipolo) della tensione Vo applicata, il generatore G, durante il primo quarto di periodo, carica il dipolo, o meglio carica la capacità distribuita nell'intero conduttore, aspira cioè gli elettroni da un estremo (A), che diventa positivo, e li addensa nell'altro estremo (B), che diventa negativo, determinando tra i due estremi, a cui corrisponde la massima capacità, una tensione V maggiore di Vo, come per i normali circuiti risonanti serie, nei quali:

$$V = Q\ Vo$$

dove Q è la cifra di merito del circuito risonante e Vo la tensione applicata (Vol. I - § 78).

Ciò significa che tra i due estremi del dipolo, cioè tra i punti A e B distanti tra loro di $\lambda/2$, la tensione V è massima. Si dice che in tali punti si ha un *ventre di tensione* (fig. 11-4). Al centro del dipolo invece, cioè in corrispondenza del generatore, la tensione è minima e si dice che in tal punto si ha un *nodo di tensione*.

Durante il secondo quarto di periodo la tensione V diminuisce, mentre una corrente I crescente fluisce nel dipolo a causa del movimento degli elettroni che dall'estremo B si riportano nell'estremo A.

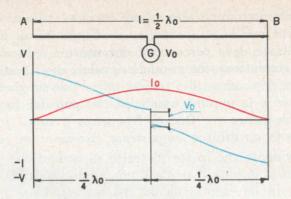



FIG. 11-4 - Andamento dell'ampiezza della tensione e della corrente di un dipolo a $\lambda/2$ alla risonanza

La corrente che ovviamente è nulla (*nodo di corrente*) agli estremi isolati, raggiunge il suo massimo (*ventre di corrente*) al centro del dipolo, cioè in corrispondenza del generatore, dove possiamo ritenere sia concentrata l'induttanza dell'intero conduttore.

Nel successivo quarto di periodo la corrente decresce fino ad annullarsi nell'estremo A, mentre la tensione, cambiata di polarità, cresce fino a raggiungere il suo massimo valore *V* tra gli estremi A e B.

Nell'ultimo quarto di periodo la tensione riprende a diminuire, mentre la corrente cresce in senso opposto a prima, cioè da A a B e con le stesse vicende.

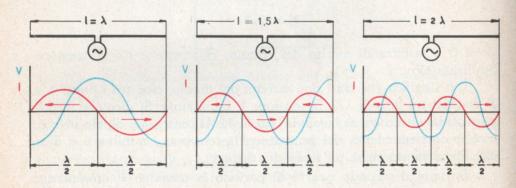



FIG. 11-5 - Andamento della tensione e della corrente in dipoli aventi la lunghezza uguale a λ, 1,5 λ e a 2 λ

È chiaro quindi che il dipolo, alimentato alla sua frequenza di risonanza *fo*, genera delle oscillazioni elettriche di tensione e di corrente (come un normale circuito risonante serie), a cui corrisponde un rigenerarsi alterno di campi elettrici e di campi magnetici sfasati tra loro nel tempo e nello spazio di 90°.

Se il conduttore avesse una lunghezza multipla intera di $\lambda/2$, i nodi e i ventri, sia di corrente che di tensione, sono ricorrenti a distanze fisse lungo il conduttore, come rappresentato in fig. 11-5 per elementi radianti aventi lunghezza λ, $3/2\,\lambda$, $2\,\lambda$.

Per questo motivo si dice che lungo il conduttore si hanno *onde stazionarie di corrente e di tensione.*

La risonanza del dipolo si ha quindi tutte le volte che un nodo o un ventre di tensione o di corrente viene a trovarsi in corrispondenza del generatore.

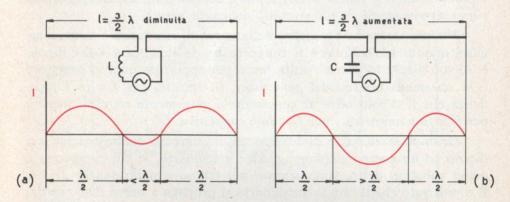



FIG. 11-6 - Un'induttanza L in serie al dipolo diminuisce la distanza tra i nodi di corrente e l'ampiezza (a); un condensatore C in serie produce l'effetto opposto (b)

Occorre però osservare che la distribuzione delle onde stazionarie può essere grandemente modificata con l'aggiunta di capacità o di induttanze in serie all'antenna. L'effetto di una induttanza in serie è di diminuire la distanza fisica tra i nodi di corrente e di ridurre l'intensità di questa in corrispondenza all'induttanza (fig. 11-6a), mentre l'effetto di un condensatore in serie è di aumentare sia la distanza tra i nodi che l'intensità della corrente in corrispondenza del condensatore (fig. 11-6b).

La lunghezza del dipolo calcolata in funzione della lunghezza d'onda prende il nome di *lunghezza elettrica*. Tale lunghezza non sempre corrisponde alla *lunghezza fisica*. Infatti, un dipolo è sempre influenzato da diversi fattori, tra i quali i principali sono la diversa capacità distribuita in funzione del diametro del conduttore radiante e la capacità che si stabilisce tra questo e la terra, oppure tra questo ed altri conduttori elettrizzati.

Normalmente la lunghezza fisica è minore della lunghezza elettrica. In pratica, il fattore di accorciamento è del 2% per i fili e del 5% per i tubi costituenti l'antenna, ma varia anche in base al sistema radiante, cioè se in fondamentale o se in armoniche.

Sempre in perfetta analogia con quanto avviene in un normale circuito risonante serie, per frequenze superiori od inferiori ad fo, l'ampiezza della corrente, pur essendo ancora massima al centro del dipolo, ha in tale punto valori sempre decrescenti, secondo la tipica curva di risonanza di un circuito risonante serie.

È dimostrato che l'acutezza della curva di risonanza è tanto maggiore quanto più grande è il rapporto tra la lunghezza l del dipolo ed il suo diametro d, ma risulta tanto più appiattita quanto maggiore è la resistenza interna del generatore G. Inoltre, per $f = fo$ l'impedenza che il dipolo offre al generatore è puramente ohmica, mentre per $f > fo$ è induttiva e per $f < fo$ è capacitiva.

Le onde stazionarie di tensione e di corrente dànno origine nel dipolo ad un *campo elettromagnetico stazionario*, le cui componenti, come abbiamo detto, sono sfasate nel tempo e nello spazio di 90°. È dimostrato che il campo stazionario si propaga a breve distanza dal dipolo e che durante tale propagazione i campi componenti si riportano via via sempre più in fase nel tempo dando origine ad un campo *elettromagnetico progressivo* (formato dunque da campi elettrici e da campi magnetici in concordanza di fase nel tempo e sfasati di 90° nello spazio) che costituisce l'onda elettromagnetica che può propagarsi invece a grandi distanze.

In realtà il processo dell'origine dei campi elettromagnetici è molto più complesso, tuttavia bastano queste poche nozioni per intuire il modo con cui nasce un irraggiamento.

Il dipolo, detto anche antenna di Hertz, costituisce il più semplice tipo di antenna molto usato nel campo delle onde corte, delle onde ultracorte e delle microonde.

2) **Il semidipolo**

Il semidipolo è costituito da un conduttore rettilineo verticale (od anche variamente inclinato) isolato all'estremo superiore e collegato a terra con l'estremo inferiore mediante un generatore.

Quando un'antenna è messa a terra od è vicina ad una grande superficie conduttrice, l'energia irradiata verso terra viene riflessa, così che in un qualunque punto P posto nello spazio si ha un'onda elettromagnetica diretta e una riflessa. Questa è come se fosse emessa non dalla riflessione ma da un'antenna virtuale, detta *antenna immagine*, posta al di sotto della superficie della terra, simmetricamente all'antenna reale, come rappresentato in fig. 11-7a. L'antenna reale e l'antenna immagine formano, nel loro insieme, un dipolo per il quale valgono tutte le considerazioni fatte al n. 1 del presente paragrafo per il dipolo reale.

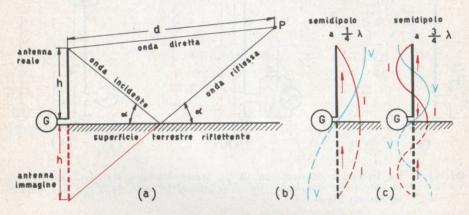



FIG. 11-7 - Effetto della riflessione terrestre (a) e distribuzione della corrente e della tensione in un semidipolo a $\lambda/4$ e a $3/4\lambda$

La parte reale è perciò costituita da metà dipolo (semidipolo), all'estremo superiore del quale si ha allora un nodo di corrente e un ventre di tensione e lungo il conduttore, a partire dall'estremo isolato, si ha un susseguirsi di nodi e di ventri alla distanza di $\lambda/4$ l'uno dall'altro (fig. 11-7c). Ne risulta che un semidipolo, affinchè possa risonare su una frequenza *fo*, e quindi generare un ventre di corrente e un nodo di tensione in corrispondenza del generatore, deve

possedere una lunghezza minima uguale a $\lambda/4$ corrispondente alla frequenza *fo*, come rappresentato in fig. 11-7b.

L'intensità di corrente è massima quando la frequenza *f* del generatore è uguale alla frequenza naturale di risonanza *fo* del semidipolo, perchè in tal caso questo si comporta nei riguardi del generatore come una resistenza pura. Per $f < fo$ il dipolo si comporta capacitivamente, per $f > fo$ si comporta induttivamente, e l'intensità della corrente diminuisce secondo la curva di risonanza propria dei circuiti risonanti serie.

L'acutezza della curva è tanto maggiore quanto più grande è il rapporto tra la lunghezza *l* del semidipolo e il suo diametro *d*, mentre risulta tanto più appiattita quanto maggiore è la resistenza interna del generatore G.

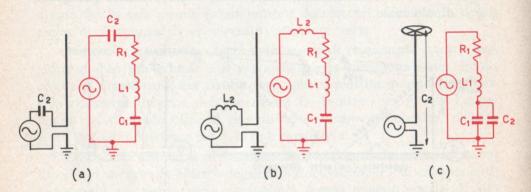



Fig. 11-8 - La frequenza di risonanza di un semidipolo aumenta con una capacità in serie (a) e diminuisce con un'induttanza in serie (b) o con una capacità all'estremo libero (c)

È importante osservare che un semidipolo può risonare su frequenze diverse dalla sua naturale frequenza *fo* di risonanza. Lasciando inalterata l'altezza del dipolo, se si inserisce alla base una capacità C_2 (fig. 11-8a) questa risulta in serie con la capacità distribuita C_1.

La frequenza *f* di risonanza del circuito serie equivalente risulta superiore ad *fo* essendo diminuita la capacità totale. Il semidipolo si comporta perciò come una induttanza che risuona sulla capacità C_2. Se invece si inserisce alla base un'induttanza L_2 (fig. 11-8b), la frequenza *f* di risonanza del circuito serie equivalente diminuisce per-

chè, essendo L_2 in serie con l'induttanza distribuita L_1, aumenta l'induttanza totale.

Il semidipolo si comporta allora come una capacità che risuona sull'induttanza L_2. A quest'ultimo risultato si può pervenire ponendo sulla sommità dell'antenna un complesso di conduttori orizzontali che costituiscono verso terra una capacità C_2 (fig. 11-8c). Questa risulta in parallelo con la capacità distribuita C_1, per cui la capacità del circuito equivalente aumenta e di conseguenza diminuisce la frequenza f di risonanza rispetto alla frequenza f_o del semidipolo.

Il semidipolo, detto anche antenna marconiana, costituisce un tipo di antenna molto usato nel campo delle onde lunghe e delle onde medie.

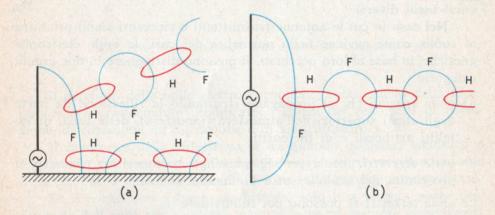



Fig. 11-9 - Formazione del campo elettromagnetico con un semidipolo (a) e con un dipolo (b)

Per quanto riguarda l'irradiazione delle onde elettromagnetiche da parte di un semidipolo, sono valide le considerazioni fatte per il dipolo, senonchè nel semidipolo le linee di forza elettriche si dirigono verso il suolo e dànno origine perciò non solo ad onde progressive che si irradiano liberamente nello spazio, ma dànno origine anche ad onde progressive vincolate al suolo, dette *onde semilibere*, le quali si propagano lungo il suolo come fanno le onde stazionarie lungo un conduttore. Tali onde sono quelle che provvedono, come vedremo, alle comunicazioni a breve distanza e alla radiodiffusione.

In fig. 11-9 è rappresentata schematicamente l'irradiazione di onde elettromagnetiche da parte di un semidipolo e da parte di un dipolo isolato.

95 - PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

Le onde radio hanno delle proprietà simili a quelle delle onde luminose (infatti le onde luminose sono onde elettromagnetiche di frequenza molto più elevata di quella delle onde radio) e perciò tendono a propagarsi uniformemente in tutte le direzioni.

Tuttavia, secondo la direzione con cui abbandonano l'antenna trasmittente, esse possono giungere all'antenna ricevente seguendo percorsi assai diversi.

Nel caso in cui le antenne trasmittenti e riceventi siano prossime al suolo, come avviene nella normalità dei casi, le onde elettromagnetiche, in base al loro percorso, si possono distinguere in due grandi categorie:

a) *onde spaziali* che si propagano sfruttando la riflessione da parte degli strati superiori dell'atmosfera (ionosfera), della luna, di satelliti artificiali e di meteoriti;

b) *onde terrestri* che si propagano lungo la superficie terrestre in prossimità del suolo e sotto l'influenza di esso.

Le onde terrestri si possono poi suddividere in:

1) *onde dirette* che legano direttamente l'antenna trasmittente all'antenna ricevente, quando queste sono in linea ottica;

2) *onde riflesse* che, dirette verso il suolo, raggiungono l'antenna ricevente dopo riflessione da parte della superficie terrestre;

3) *onde di superficie* che si propagano come onde progressive semilibere lungo la superficie della terra.

In fig. 11-10 sono indicati schematicamente i percorsi dei sopraddetti tipi di onde da antenne emittenti ad antenne riceventi.

Le onde terrestri permettono il collegamento a piccole distanze (qualche centinaio di chilometri), mentre le onde spaziali consentono le trasmissioni a grandi distanze.

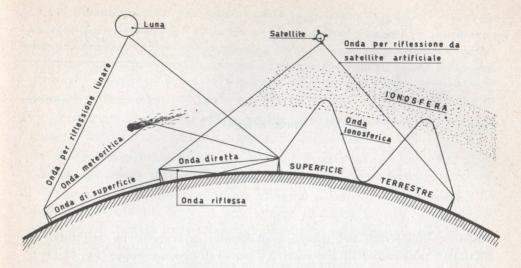



FIG. 11-10 - Propagazione delle onde elettromagnetiche

Il percorso delle onde elettromagnetiche, come quello della luce, può essere grandemente modificato a causa dei fenomeni di riflessione, di rifrazione, di diffrazione e di assorbimento.

Il fenomeno della *riflessione* si ha quando qualsiasi conduttore è presente sul percorso dell'onda. Nel conduttore vengono indotte delle correnti a radiofrequenza che a loro volta generano onde riflesse.

Se il corpo non è buon conduttore, solo una piccola parte dell'energia dell'onda viene riflessa, mentre la parte restante viene assorbita. La riflessione può alterare e qualche volta invertire la polarizzazione dell'onda e può dar luogo a spostamenti di fase tra le due componenti magnetica ed elettrica.

Il suolo, a seconda della sua conducibilità e della frequenza del campo incidente, in parte riflette ed in parte assorbe le onde radio in proporzioni diverse.

La riflessione può aversi anche quando l'onda elettromagnetica incontra un mezzo avente costante dielettrica diversa da quella del mezzo da cui proviene, purchè l'angolo di incidenza superi un certo valore limite, detto *angolo di rifrazione* (fig. 11-11a).

Se invece l'angolo di incidenza è inferiore al valore limite di rifrazione, l'onda non viene riflessa, ma viene semplicemente deviata (fig. 11-11b). È questo il fenomeno della *rifrazione*. Se la variazione della

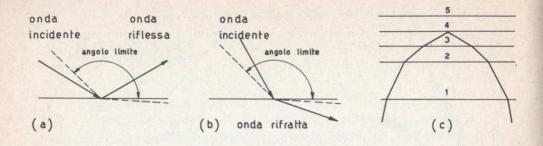



FIG. 11-11 - Riflessione (a), rifrazione (b) e rifrazione multipla (c) di un'onda elettromagnetica

costante dielettrica del mezzo è graduale, la traiettoria dell'onda si incurva e può addirittura invertire il senso di propagazione (fig. 11-11c). Grazie al fenomeno della rifrazione, le onde elettromagnetiche riescono a superare gli ostacoli naturali che incontrano sul loro cammino e a propagarsi perciò a grande distanza.

Anche nel caso della rifrazione, come in quello della riflessione, si ha una perdita di energia in quanto parte dell'energia dell'onda incidente viene rifratta e parte prosegue nel mezzo rifrangente, dipendentemente dalla frequenza dell'onda stessa.

Il superamento degli ostacoli naturali può avvenire, sebbene in misura molto ridotta, anche per il fenomeno della *diffrazione.*

Le onde radio molto spesso, quando incontrano un ostacolo avente dimensioni paragonabili o inferiori alla loro lunghezza d'onda, riescono in parte a girarvi attorno, curvando la loro traiettoria e realizzando collegamenti che diversamente sarebbero impossibili.

La diffrazione comporta una sensibile attenuazione dell'onda, tuttavia permette qualche volta le comunicazioni anche quando non sembrerebbe possibile ottenerle a causa degli ostacoli interposti.

Oltre alle attenuazioni dovute alle perdite che si verificano nel mezzo in cui si effettua la propagazione e al sistema con cui avviene il collegamento, l'onda elettromagnetica subisce sempre anche l'attenuazione dovuta allo smorzamento progressivo della sua ampiezza in funzione della distanza. Infatti l'energia irradiata occupa uno spazio sempre più ampio a cui corrisponde una diminuzione dell'ampiezza del campo elettromagnetico.

1 - **Propagazione per onde spaziali.** Si verifica quando le onde elettromagnetiche dirette verso l'alto vengono rifratte verso terra dagli *strati atmosferici ionizzati* (ionosfera). La propagazione per onde spaziali o propagazione ionosferica consente le comunicazioni a grande distanza, specie se le onde vengono riflesse più volte dagli strati ionizzati e dal suolo.

Per comprendere la propagazione ionosferica dobbiamo vedere come si forma e in che cosa consiste la *ionosfera.*

L'atmosfera viene divisa in tre strati di aria, aventi proprietà specifiche, di natura elettrica od altro, differenti.

Lo strato inferiore nel quale viviamo e nel quale si formano le nubi, che si estende fino ad una altezza di circa 10 Km, viene detto *strobosfera,* mentre lo strato seguente, che si estende fino a 40-50 Km, viene detto *stratosfera.* Entrambi questi strati hanno poca importanza nel comportamento delle onde elettromagnetiche.

Gli strati situati ad altezze superiori a 50 Km costituiscono la *ionosfera* ed influiscono moltissimo sulla propagazione delle onde radio a causa di una certa densità di ionizzazione dell'aria, cioè a causa di fenomeni elettrici che a tali altezze avvengono sotto l'azione dei raggi solari.

Il sole emette, oltre la luce visibile, un'energia sotto forma di raggi ultravioletti e di radiazioni corpuscolari, cioè di particelle caricate di elettricità.

Le radiazioni luminose e quelle ultraviolette modificano la coesione delle molecole di aria le quali, venendo in collisione con le particelle elettrizzate, si ionizzano.

Il grado di ionizzazione dipende sia dall'intensità delle radiazioni corpuscolari che dall'intensità delle radiazioni ultraviolette. Ciò significa che il grado di ionizzazione è più grande nello strato più alto dell'atmosfera dove i raggi ultravioletti sono più intensi.

La ionosfera costituisce per così dire uno strato protettivo che mette la terra e tutto ciò che sulla terra vive al riparo da un bombardamento troppo intenso di particelle caricate di elettricità e da un irraggiamento ultravioletto troppo potente.

Per cause non ancora del tutto chiarite, ma che sembrano legate alla diversa composizione chimica dell'aria in relazione all'altezza, e quindi alla diversa attitudine dei vari gas ad essere ionizzati, nella

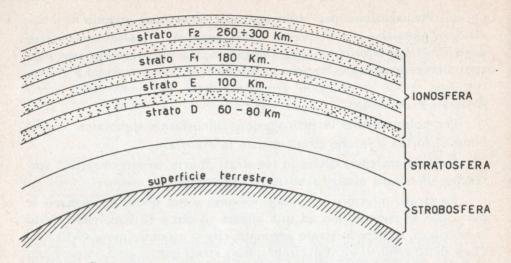



Fig. 11-12 - Situazione diurna degli strati ionizzati nelle regioni più elevate dell'atmosfera (ionosfera)

ionosfera sono presenti in ordine all'altezza quattro strati a crescente densità di ionizzazione, come indicato in fig. 11-12.

Tali strati non sono fissi, ma fluttuano variando in altezza, in spessore, in ionizzazione a seconda delle condizioni del momento, cioè a seconda dell'ora del giorno o della stagione, dell'attività delle macchie solari e dei cicli solari.

Si ha così che lo strato più basso, detto strato D e che è il meno ionizzato, è presente in misura apprezzabile solo di giorno, in quanto il bombardamento e l'irraggiamento non raggiungono durante la notte gli strati inferiori della ionosfera per cui, a causa della maggiore densità dell'aria rispetto a quella degli strati superiori, gli ioni si ricompongono dando luogo ad atomi neutri.

La ionizzazione dello strato E che è massima ad una altezza di 100 Km circa, segue le vicende del sole; essa diminuisce rapidamente dopo il tramonto e cresce rapidamente all'alba raggiungendo la sua massima intensità a mezzogiorno.

Lo strato F, che è il più intensamente ionizzato, durante il giorno si scinde in due altri strati: F_1 ed F_2, rispettivamente ad una altezza di 180 Km e di 260 Km circa. Lo strato F_1 ha poca importanza sulla propagazione delle onde elettromagnetiche e non fa praticamente che

assorbire energia. Dopo il tramonto i due strati F_1 e F_2 si riuniscono ad un'altezza di 220 Km circa.

Quando un'onda elettromagnetica si propaga nella ionosfera, il campo elettrico pone gli elettroni liberi in vibrazione sulla sua stessa frequenza.

Gli elettroni in vibrazione si comportano come dipoli in miniatura che ricevono energia dal campo elettromagnetico e la irradiano di nuovo nello spazio deviandola verso terra.

Senonchè, soprattutto negli strati inferiori dove la rarefazione è minore, gli elettroni in vibrazione collidono con le molecole di aria e parte dell'energia che l'onda ha trasmesso agli elettroni va dissipata in calore. Ne consegue un certo assorbimento di energia che sarà tanto maggiore quanto più ampia è la vibrazione, cioè quanto minore è la frequenza dell'onda.

L'attenuazione dell'intensità del campo dipende perciò anche dalla configurazione della ionosfera. Di giorno, soprattutto per la presenza dello strato D e dello strato F_1, l'assorbimento è massimo e per questo motivo le onde medie, p.e., possono propagarsi per rifrazione ionosferica solo dopo il tramonto. Durante il giorno devono invece propagarsi per onde terrestri.

La rifrazione e l'assorbimento delle onde ionosferiche dipendono dunque non solo dalla ionizzazione del mezzo, ma anche dalla frequenza dell'onda e dall'angolo con il quale le onde incidono lo strato ionizzato. Minore è la frequenza e maggiori sono la rifrazione e l'assorbimento. Più alta è la frequenza impiegata e meno essa viene attenuata, ma viene anche meno rifratta, a meno che l'angolo di incidenza sia piuttosto piccolo, cioè inferiore a 10°. Per angoli superiori, gran parte dell'onda ad alta frequenza supera lo strato ionizzato e si perde negli spazi siderali.

La massima frequenza utilizzabile per ottenere comunicazioni per onde ionosferiche deve essere comunque inferiore a 30 MHz.

Infatti gli strati ionizzati non sono capaci, eccetto rare eccezioni, di riflettere le onde aventi frequenze più elevate di 30 MHz, le quali allora proseguono nello spazio libero.

Per questo le onde cortissime, le onde ultracorte e le microonde, cioè le onde di frequenza superiore a 30 MHz, permettono il collegamento solo per propagazione diretta.

La proprietà di queste onde di attraversare gli strati ionizzati può essere sfruttata per ottenere collegamenti normali per riflessione da

parte di corpi riflettenti posti al di sopra della ionosfera. Si è così potuto sfruttare la luna come corpo riflettente delle onde radio. Per questo tipo di collegamento è necessario ovviamente che la luna sia visibile contemporaneamente dalla stazione trasmittente e dalla stazione ricevente.

Negli ultimi anni si sono effettuati collegamenti tra due stazioni per mezzo di satelliti artificiali. Questi possono essere passivi se si limitano a riflettere le onde radio dalle quali sono colpiti, oppure possono essere attivi se ricevono le onde radio e provvedono a ritrasmetterle opportunamente amplificate verso terra.

2 - **Propagazione per onde di superficie.** Si verifica quando le onde staccandosi dall'antenna seguono la superficie della terra. Si tratta quasi sempre di onde polarizzate verticalmente. Infatti se le onde fossero polarizzate orizzontalmente, il suolo, che è un discreto conduttore, verrebbe ad eliminare quasi totalmente la componente elettrica del campo elettromagnetico. Tuttavia la terra provoca sempre una attenuazione dell'ampiezza d'onda, provoca cioè un assorbimento di energia, che è tanto più forte quanto più elevata è la frequenza.

Per questi motivi la propagazione per onde di superficie viene utilizzata quasi esclusivamente da stazioni trasmittenti ad onde lunghe (oggi quasi completamente abbandonate), e ad onde medie, anche per il fatto che per le frequenze corrispondenti a tali gamme è praticamente escluso, soprattutto di giorno, qualsiasi altro tipo di propagazione.

Con l'impiego di adeguate potenze di emissione l'onda di superficie può giungere, seguendo la curvatura della terra, a qualche centinaia di chilometri.

3 - **Propagazione per onde dirette.** Si verifica quando la stazione trasmittente e la stazione ricevente si trovano a distanza ottica, che è sempre una distanza relativamente piccola.

Poichè le proprietà di propagazione delle onde elettromagnetiche sono tanto più simili a quelle della luce, quanto più alta è la frequenza, la propagazione in linea retta è la più indicata per le onde ultracorte e per le microonde, per le quali sono però validi anche i fenomeni di riflessione, di rifrazione, di diffrazione e di assorbimento.

Comunque per tali gamme d'onda una buona ricezione è possibile solo se realizzata tramite onda diretta.

La superficie terrestre fa risentire però la sua influenza riflettendo (propagazione per onda riflessa) parte dell'irradiazione diretta verso terra.

L'onda riflessa dovendo compiere un percorso maggiore di quello dell'onda diretta, può pervenire alla stazione ricevente con un notevole ritardo, o addirittura in opposizione di fase, se la frequenza dell'onda è elevata, con conseguente diminuzione dell'intensità di campo.

In pratica, per ridurre l'inconveniente dovuto al fenomeno della riflessione, vengono usate antenne molto direttive, così da ridurre l'emissione in direzione del suolo. Inoltre le antenne sono normalmente del tipo a polarizzazione orizzontale, in quanto la maggior parte dei disturbi industriali che accompagnano la ricezione è del tipo a polarizzazione verticale.

FIG. 11-13 - Propagazione per onde dirette: orizzonte ottico

La distanza tra l'antenna trasmittente e l'antenna ricevente è limitata, anche in assenza di ostacoli che possono intercettare l'onda, dalla curvatura della terra (fig. 11-13).

La regione dove le onde toccano la superficie terrestre si chiama *orizzonte ottico*. Teoricamente l'orizzonte ottico è dunque il limite di ricezione di un emettitore.

Tuttavia, in pratica, è provato che il raggio di azione di un trasmettitore si estende al di là dell'orizzonte ottico, benchè in questo caso non si può sperare di ottenere una ricezione di qualità costante.

La distanza D_1, espressa in Km, tra l'antenna trasmittente e l'orizzonte ottico è data dalla relazione

$$D_1 = 4\sqrt{h_1} \qquad (11\text{-}2)$$

dove h_1 è l'altezza dell'antenna espressa in metri.

A tale distanza vi è quindi visibilità diretta a quota zero. È evidente che un'antenna ricevente eretta dietro l'orizzonte ottico avrà ugualmente visibilità diretta, purchè la sua altezza h_2 sia sufficiente a coprire la distanza D_2 che la separa dal medesimo orizzonte ottico, dovendo essere

$$D_2 = 4 \sqrt{h_2} \tag{11-3}$$

La distanza complessiva D che può essere coperta in questo caso dipende dunque dall'altezza delle due antenne e può essere calcolata approssimativamente con l'espressione

$$D = D_1 + D_2 = 4 \sqrt{h_1} + 4 \sqrt{h_2} = 4 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \tag{11-4}$$

Nell'ambito dell'area entro l'orizzonte ottico la ricezione è stabile e non risente delle variazioni atmosferiche e stagionali e dell'influenza del sole.

È provato però che possono essere coperte distanze maggiori di quelle calcolate con la (11-4). Ciò fa pensare all'influenza del fenomeno della rifrazione da parte degli strati inferiori dell'atmosfera (strobosfera).

La rifrazione da parte della strobosfera ha effetto non solo sulla distanza, ma permette la comunicazione anche nei casi in cui gli ostacoli materiali esistenti tra la stazione trasmittente e la stazione ricevente, non consentirebbero la propagazione per onde dirette.

L'effetto della rifrazione si fa sentire a partire dalle frequenze di circa 30 MHz. Per lo più la rifrazione strobosferica è dovuta alla formazione di strati di aria con forti differenze di costante dielettrica e soprattutto a bruschi trapassi di densità da uno strato all'altro causati da correnti di aria calda che sovrastano uno strato di aria fredda, al brusco raffreddamento che lo strato di aria più vicino al suolo subisce per effetto della scarsa umidità atmosferica dopo il tramonto, a forti variazioni di densità di vapore acqueo negli strati atmosferici, ecc.

Poichè queste particolari variazioni atmosferiche sono suscettibili di continui mutamenti (passaggio dal giorno alla notte, presenza di nuvole, di correnti di aria fredda e calda, ecc.) ben raramente si verificano fuori dell'ambito dell'area compresa nell'orizzonte ottico, le condizioni che possono dar luogo ad una comunicazione stabile. Infatti le continue variazioni atmosferiche causano continue variazioni di campo, con conseguente instabilità di ricezione.

Un altro fenomeno che concorre all'instabilità della ricezione ad una certa distanza dall'emettitore è la cosiddetta *evanescenza* (fading).

L'evanescenza si presenta quando due onde (una diretta e una riflessa dalla ionosfera o entrambe riflesse) provenienti dallo stesso emettitore, arrivano al ricevitore o in concordanza di fase, nel qual caso si rinforzano, oppure più o meno sfasate tra loro, nel qual caso si indeboliscono: e ciò a causa degli scarti nelle loro traiettorie dovuti anche alla variazione di altezza della ionosfera. Di conseguenza la ricezione subisce frequenti fluttuazioni ed affievolimenti.

Dai punti suesposti si deduce che le caratteristiche di propagazione e quindi dei percorsi che le onde radio seguono per giungere dall'emettitore al ricevitore, dipendono, essenzialmente, dalla frequenza delle onde elettromagnetiche, e poichè queste, come sappiamo, vengono suddivise in base alla loro frequenza o alla loro lunghezza di onda, in gamme d'onda, è opportuno considerare, per ciascuna gamma, con le altre caratteristiche, quelle specifiche della propagazione.

Le onde lunghe (LF), dette chilometriche, coprono una gamma di frequenze da 20 KHz a 550 KHz (da 15 Km a 545 m). Si propagano per onde di terra, hanno debole attenuazione e caratteristiche stabili.

Vengono usate nei ponti radio a lunga distanza e per l'assistenza alla navigazione aerea e marittima.

Le onde medie (MF), dette ettometriche, coprono una gamma di frequenze da 550 KHz a 1,5 MHz (da 545 m a 200 m). Si propagano per onde di terra ma con assorbimento elevato durante il giorno, e prevalentemente per rifrazione ionosferica durante la notte.

Vengono impiegate nella radiodiffusione.

Le onde corte (HF), dette decametriche, coprono una gamma di frequenze da 1,5 MHz a 30 MHz (da 200 m a 10 m). Si propagano prevalentemente per riflessione ionosferica con forti variazioni stagionali e nelle varie ore della giornata.

Servono per tutti i tipi di comunicazioni a media e a lunga distanza.

Le onde cortissime (VHF), dette metriche, coprono una gamma di frequenze da 30 MHz a 300 MHz (da 10 m a 1 m). Si propagano prevalentemente per onda diretta e sporadicamente per riflessione ionosferica e per rifrazione strobosferica.

Vengono impiegate nei ponti radio a brevissima distanza, nella televisione, nella diffusione a modulazione di frequenza e per l'assistenza alla navigazione aerea.

Le onde ultracorte (UHF), dette decimetriche, coprono una gamma di frequenze da 300 MHz a 3.000 MHz (da 1 m a 10 cm). Si propagano esclusivamente per onda diretta ed anche per riflessione lunare o tramite satelliti artificiali.

Vengono impiegate per ponti radio, televisione e radar.

Le microonde si dividono in onde centimetriche (SHF) e in onde millimetriche (EHF) e coprono rispettivamente gamme di frequenze da 3.000 MHz a 30.000 MHz (da 10 cm a 1 cm) e da 30.000 MHz a 300.000 MHz (da 1 cm a 1 mm). Si propagano, come le onde ultracorte, esclusivamente per onda diretta o per riflessione lunare o tramite satellite artificiale.

Servono per i ponti radio e per i radar.

96 - RICEZIONE DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

Abbiamo detto più volte che quando le onde elettromagnetiche intersecano nella loro propagazione un conduttore (p.e. un filo teso posto nel fronte d'onda) esse vi inducono un f.e.m. avente la stessa frequenza f del campo elettromagnetico inducente.

Infatti le linee di forza del campo elettrico F si annullano in corrispondenza del conduttore e nasce in esso una f.e.m. V alternativa data da

$$V = Fl \qquad (11\text{-}5)$$

dove l è la lunghezza utile dell'antenna.

Tale f.e.m. produce nell'antenna e nel ricevitore a cui l'antenna è collegata, una corrente pure alternativa, la quale provoca una reirradiazione di energia sotto forma di onde elettromagnetiche da parte dell'antenna che si comporta perciò da antenna trasmittente, mentre nel ricevitore costituisce il segnale captato.

Dal punto di vista energetico, la potenza indotta nell'antenna dalle onde elettromagnetiche viene dunque in parte utilizzata nel ricevitore e in parte reirradiata.

L'antenna ricevente si comporta come un generatore elettrico di tensione V agli effetti dell'apparecchio ricevente che ha funzione di utilizzatore.

Se Ri è la resistenza dell'antenna che tien conto della potenza reirradiata Pi e Ru è la resistenza d'ingresso del ricevitore che tien

conto della potenza utilizzata *Pu*, la condizione che consente il massimo trasferimento di potenza dall'antenna al ricevitore, è soddisfatta quando *Ri* è uguale a *Ru*.

Da qui la necessità di adattare la resistenza del circuito d'ingresso del ricevitore alla resistenza d'antenna, come vedremo meglio in seguito.

È evidente che della potenza totale captata dall'antenna, nelle condizioni di perfetto adattamento, metà viene reirradiata e metà viene utilizzata dal ricevitore.

97 - CARATTERISTICHE DELLE ANTENNE

L'antenna è un sistema di conduttori costituenti un circuito elettronico, che ha lo scopo di irradiare o di captare le onde elettromagnetiche. Ovviamente nel primo caso si tratta di antenne trasmittenti che vengono collegate all'uscita dei trasmettitori per irradiare il segnale a radiofrequenza, mentre nel secondo caso si tratta di antenne riceventi che vengono collegate all'ingresso dei ricevitori per fornire il segnale captato sottoforma di onde elettromagnetiche provenienti dai trasmettitori.

Il principio di funzionamento è il medesimo sia per le antenne riceventi che per quelle trasmittenti e uguale è anche la loro effettiva struttura, nel senso che se un'antenna trasmette bene in una sola direzione oppure è adatta a trasmettere nel miglior modo una determinata frequenza, essa è adatta anche per ricevere bene in una sola direzione o quella determinata frequenza.

È questo il principio della reciprocità delle antenne, per il quale è sufficiente lo studio o delle antenne trasmittenti o delle antenne riceventi per conoscere come esse si comportano da riceventi o da trasmittenti.

Tuttavia occorre tener presente che, in pratica, le antenne trasmittenti sono costruite in modo da poter sopportare elevate tensioni ed intense correnti, cioè l'intera potenza del trasmettitore, mentre le antenne riceventi sono realizzate per essere percorse da segnali debolissimi determinati dai campi elettromagnetici presenti nello spazio. Inoltre, poichè i trasmettitori lavorano normalmente su una sola frequenza ben determinata, le dimensioni delle antenne trasmittenti ven-

gono calcolate appositamente per il loro massimo rendimento in corrispondenza della frequenza da trasmettere, mentre le antenne riceventi vengono calcolate in modo da fornire un buon rendimento su un'intera gamma, dato che i ricevitori devono poter ricevere le trasmissioni entro una vasta gamma di frequenze.

Le antenne, oltre che dalla lunghezza e dal diametro dei conduttori che le costituiscono e quindi dalle variazioni della loro corrente oscillante in funzione della frequenza, sono caratterizzate anche da alcune grandezze elettriche, tra le quali le più importanti sono le seguenti:

a) **L'impedenza propria**

Consideriamo il dipolo a $\lambda/2$ alimentato al centro che, come abbiamo detto, costituisce il più semplice tipo di antenna (fig. 11-4).

Il generatore fornisce al dipolo una tensione alternata e determina in esso un flusso di corrente. Mentre nei normali circuiti chiusi, il valore efficace della corrente è costante in ogni punto del conduttore, in un circuito aperto si determinano, in condizione di risonanza, delle onde stazionarie, cioè dei nodi e dei ventri di corrente e di tensione ricorrenti a distanze fisse lungo il conduttore. In particolare nel dipolo a $\lambda/2$ si ha un ventre di corrente e un nodo di tensione in corrispondenza del generatore, un nodo di corrente e un ventre di tensione ad ogni estremo.

L'impedenza di un circuito normale è definito dal rapporto tra la tensione presente ai suoi terminali e la corrente che lo percorre. In un dipolo, poichè in ogni punto sono diversi il potenziale e l'intensità della corrente, l'impedenza varia da punto a punto e, in condizioni di risonanza, è nulla in corrispondenza ai nodi di tensione, è infinita nei nodi di corrente e ha valori intermedi nei punti compresi tra un nodo di corrente e un nodo di tensione.

Quando però il dipolo irradia onde elettromagnetiche, esso deve assorbire dal generatore una certa potenza. Ciò significa che la corrente e la tensione non si annullano completamente in alcun punto, ma assumono valori minimi in corrispondenza dei rispettivi nodi.

L'impedenza pertanto varia da un minimo (nei nodi di tensione) ad un massimo (nei nodi di corrente).

Tuttavia in pratica, per *impedenza di una antenna* si intende il rapporto tra la tensione di alimentazione fornita dal generatore, cioè

tra la d.d.p. presente tra i punti A e B e la corrente presente tra gli stessi punti.

Tale impedenza, più propriamente chiamata *impedenza d'ingresso di una antenna*, verrà considerata per definire l'impedenza delle linee di collegamento poste tra l'antenna e il trasmettitore o il ricevitore.

L'impedenza d'antenna influisce moltissimo sull'irradiazione delle onde elettromagnetiche.

A sostegno di quanto affermato al § 93 circa l'irradiazione delle onde elettromagnetiche da parte di un conduttore percorso da corrente alternata, possiamo aggiungere che il procedimento di irradiazione dipende dall'impedenza dell'elemento radiante e dalla frequenza della tensione applicata. Infatti un'impedenza è formata da una resistenza puramente ohmica e da una reattanza (induttiva o capacitiva), a cui corrispondono rispettivamente una potenza attiva e una potenza reattiva. Sappiamo dalla elettrotecnica che la potenza attiva compie un lavoro effettivo, mentre la potenza reattiva viene riassorbita dal generatore. Ciò vale anche per le antenne che determinano nello spazio circostante un campo elettromagnetico alternativo. Se l'antenna offre al generatore un'impedenza ohmico-induttiva od ohmico-capacitiva, l'energia connessa al campo elettromagnetico viene periodicamente irradiata e successivamente riassorbita in parte dall'antenna. Più alta è la reattanza rispetto alla resistenza e più alta è la parte di energia che invece di venire irradiata risulta riflessa verso il generatore.

Si deduce allora che la massima irradiazione di energia si ha quando l'impedenza dell'antenna è puramente ohmica, cioè quando l'elemento radiante è alimentato con una frequenza uguale alla sua frequenza di risonanza.

È dimostrato inoltre che il procedimento di irraggiamento aumenta notevolmente quando le grandezze elettriche del circuito variano bruscamente, cioè quando la tensione e la corrente variano fortemente entro ampi limiti a causa di una elevata frequenza.

È questa la condizione che si verifica nei circuiti aperti quando questi vengono portati alla risonanza.

b) Resistenza ohmica e resistenza di irradiazione

Consideriamo ancora il dipolo a $\lambda/2$ in condizione di risonanza. Esso costituisce un circuito puramente ohmico, che assorbe perciò dal generatore una potenza P attiva. Non dobbiamo però pensare che,

per quanto affermato al punto a), tale potenza venga totalmente irradiata nello spazio sotto forma di onde elettromagnetiche. Una parte, che indichiamo con Pp, viene dissipata in calore e dispersa per cattivo isolamento ed altre cause, mentre l'altra parte, che indichiamo con Pi, viene realmente irradiata. Si ha cioè

$$P = Pp + Pi = V \cdot I = Rt \cdot I^2 \qquad (11\text{-}6)$$

dove V è la tensione presente agli estremi A e B del dipolo, I la corrente negli stessi punti e Rt l'impedenza di ingresso che, come abbiamo detto, è puramente ohmica, essendo il dipolo alla risonanza.

Poichè le due potenze Pp e Pi sono determinate dalla medesima corrente I, deve essere

$$Pp = Rp\ I^2 \quad \text{e} \quad Pi = Ri \cdot I^2 \qquad (11\text{-}7)$$

dove Ri è detta *resistenza di radiazione* e Rp *resistenza di perdita.*

Quest'ultima dipende dalla resistenza del conduttore d'antenna e dalle resistenze equivalenti alle perdite di potenza negli isolatori e ad altre cause analoghe, ed è normalmente tanto piccola, in confronto della resistenza di radiazione, da poter essere spesse volte trascurata. La resistenza di radiazione dipende dal diametro del conduttore rispetto alla lunghezza, ed è influenzato da tutto ciò che, riflettendo le radioonde, altera le condizioni di irraggiamento, compresa la terra.

Evidentemente le resistenze Rp e Ri non hanno alcun significato fisico reale, ma indicano esclusivamente la potenza perduta e la potenza effettivamente irradiata.

La resistenza di radiazione Ri di un dipolo a $\lambda/2$, non influenzato ed in condizioni di risonanza, il cui conduttore ha un diametro trascurabile di fronte alla sua lunghezza, ha un valore di 73 ohm, mentre nel caso pratico di conduttori filiformi è dell'ordine di 65 ohm, e nel caso in cui il dipolo è attuato con un conduttore tubolare è dell'ordine di 55-60 ohm. Normalmente la resistenza di radiazione è riferita al punto di massima corrente.

c) **Potenza d'antenna e rendimento**

La potenza P che il generatore deve fornire all'antenna dipende dalla resistenza di radiazione Ri e dalla resistenza di perdita Rp in quanto, come detto nel punto precedente, la potenza irradiata Pi e la potenza perduta Pp dipendono, oltre che dall'intensità I della cor-

rente corrispondente al punto d'attacco del generatore all'antenna, dalle due resistenze.

Si ha così che la potenza irradiata dall'antenna è

$$Pi = Ri\ I^2$$

e quella dissipata

$$Pp = Rp\ I^2$$

e la potenza P totale fornita dal generatore

$$P = Pi + Pp$$

Il rendimento η dell'antenna risulta allora

$$\eta = \frac{Pi}{P} = \frac{Pi}{Pi+Pp} = \frac{Ri}{Ri+Rp} = \frac{1}{1+\frac{Rp}{Ri}} \qquad (11\text{-}8)$$

In pratica il rendimento dell'antenna è sempre piuttosto alto dato che Rp è, in ogni caso, piuttosto bassa, ossia dell'ordine di qualche ohm, ed è tanto più vicino all'unità quanto più grande è la resistenza di radiazione di fronte alla resistenza di perdita.

d) **Diagramma di radiazione e guadagno dell'antenna**

L'intensità del campo elettromagnetico irradiato da una antenna, non è la medesima, a parità di distanza, in tutte le direzioni. In certe direzioni può essere anche nulla, mentre in altre assume grandi valori. Per questo ogni antenna è caratterizzata anche dalle sue proprietà direttive, che vengono definite da appositi *diagrammi di radiazione*.

Il diagramma di radiazione di un'antenna trasmittente viene determinato misurando (con un misuratore di campo) l'intensità del campo elettrico nei vari punti della superficie di una sfera di raggio assai grande, avente il radiatore al centro, e riportando su un sistema di raggi, a partire dal centro, dei segmenti proporzionali all'intensità di campo misurato in una certa direzione sul raggio avente la corrispondente direzione.

Ripetendo la misura nelle varie direzioni ed unendo gli estremi dei segmenti, si ottiene la superficie di un solido, detto *solido di radiazione*.

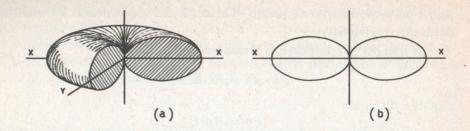



Fig. 11-14 - Solido di radiazione di un dipolo a λ/2 (a) e relativo diagramma di radiazione (b)

Poichè in pratica tale solido non può essere adeguatamente raffigurato, le proprietà direttive di un'antenna vengono normalmente definite dalla forma della sezione che si ottiene intersecando il solido di radiazione con un piano, opportunamente scelto, passante per l'antenna. Si ottiene così il *diagramma di radiazione*.

Nel caso di un'antenna *isotropica*, cioè di un'antenna ideale capace di assicurare una uguale irradiazione in tutte le direzioni, il solido di radiazione è ovviamente una superficie sferica, mentre il diagramma di radiazione è una circonferenza, in quanto sezionando la superficie sferica con un qualunque piano passante per il suo centro, si ottiene, in ogni caso, una circonferenza.

In fig. 11-14a è rappresentato il solido di radiazione di un dipolo a λ/2 non influenzato, ricavato con misure eseguite ad una certa distanza, mentre in fig. 11-14b è rappresentato il corrispondente diagramma di radiazione ricavato sezionando il solido con un piano passante nella direzione di massima irradiazione.

Normalmente l'intensità di campo E nelle singole direzioni viene quotata relativamente alla massima intensità E_M, cioè con il rapporto E/E_M. In tal modo nella direzione di massima irradiazione la quotazione è uguale a 1, mentre nelle altre direzioni il valore relativo del campo è inferiore a 1. Si ha così che gli effettivi valori dell'intensità di campo E, nelle varie direzioni e ad una qualsiasi distanza possono venir calcolati una volta noto il valore di E_M a quella distanza (fig. 11-15).

Il diagramma di direttività di una antenna ricevente è detto *diagramma di ricezione* e viene invece ricavato misurando il responso dell'antenna alle onde elettromagnetiche che giungono dalle varie

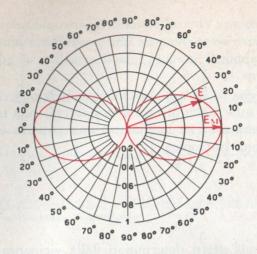



FIG. 11-15 - Diagramma di radiazione quotato

direzioni, cioè ruotando l'antenna di angoli fissi e misurando per ciascun angolo la tensione indotta nell'antenna.

Per il principio di reciprocità il diagramma di radiazione e il diagramma di ricezione è il medesimo per una stessa antenna, purchè le onde elettromagnetiche trasmesse o ricevute abbiano la stessa polarizzazione.

È sempre importante conoscere il diagramma di radiazione, perchè un'antenna è normalmente chiamata a servire determinate zone e perciò è bene che irradi prevalentemente in determinate direzioni, in quanto la potenza irradiata nelle altre è da considerarsi perduta.

La potenza di un'antenna, proprio per il fatto che viene irradiata entro un determinato angolo, a parità di effetto utile, è sempre inferiore alla potenza irradiata da un'antenna isotropica in tutte le direzioni.

Si chiama guadagno G di un'antenna il rapporto tra la potenza Pi che dovrebbe irradiare una antenna isotropica e la potenza P che effettivamente irradia l'antenna in esame per ottenere la stessa intensità di campo, alla stessa distanza nella direzione di massima irradiazione

$$G = \frac{Pi}{P} \qquad (11\text{-}9)$$

Poichè la potenza che un radiatore isotropico deve irradiare per determinare ad una certa distanza una prestabilita intensità di campo, è riportata da appositi grafici, è facile risalire al guadagno di una antenna direttiva.

È evidente che se un'antenna ha guadagnato 4, vuol dire che a parità di effetto utile, nella direzione desiderata, essa irradia (e quindi assorbe dal generatore che l'alimenta) una potenza uguale a 1/4 di quella dell'antenna isotropica.

98 - LINEE DI ALIMENTAZIONE D'ANTENNA. ADATTAMENTO DI IMPEDENZA

Per evitare gli effetti determinati dalla vicinanza del suolo, che vedremo nel prossimo paragrafo, e per ragioni inerenti alle particolari caratteristiche di propagazione, alle quali abbiamo fatto cenno, è necessario che le antenne siano disposte con orientamenti particolari e spesse volte istallate a notevole altezza dal suolo. Non potendo allora realizzare il collegamento diretto tra l'antenna e il trasmettitore o il ricevitore, si deve ricorrere ad una linea di trasmissione che, ovviamente, deve avere delle caratteristiche tali da consentire il massimo trasferimento di potenza dal trasmettitore all'antenna o da questa al ricevitore.

Sembrerebbe, a prima vista, che il problema non presenti difficoltà alcuna e che sia sufficiente scegliere una linea di piccolissima resistenza, cioè di bassissime perdite, per ottenere il massimo trasferimento di energia.

Dobbiamo invece considerare che la linea è percorsa da una corrente a radiofrequenza e che ogni conduttore che presenta una lunghezza apprezzabile rispetto alla lunghezza d'onda del segnale che lo percorre, emette delle onde elettromagnetiche. La funzione di una linea di trasmissione è di trasferire il segnale e non di irradiarlo nello spazio.

Per questo motivo occorre prendere particolari precauzioni per evitare l'irradiazione e per contenere le perdite dovute all'effetto Joule entro limiti tollerabili.

Abbiamo detto che un conduttore percorso da corrente alternata deve essere considerato come un circuito a costanti *RCL* distribuite.

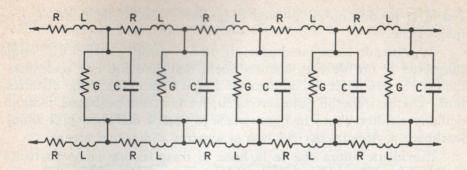



Fig. 11-16 - Una linea di trasmissione a radiofrequenza a induttanza, capacità, resistenza e conduttanza distribuite

In particolare una linea elettrica è sempre dotata, per ogni unità di lunghezza (fig. 11-16), da una resistenza *R* dovuta alle caratteristiche del conduttore e all'effetto pellicolare (Vol. I - § 71) e da una induttanza *L* determinata dal flusso magnetico concatenato con la linea stessa.

Tra i due fili esiste poi una capacità *C* che dipende dalla distanza tra i fili e dal loro diametro e una certa conduttanza *G* dovuta alla dispersione di corrente attraverso il dielettrico.

Le due costanti *R* e *G* vengono dette *dissipative* in quanto dissipano energia elettrica sotto forma di calore, mentre le costanti *C* e *L* sono dette *conservative* perchè determinano l'accumularsi di energia nel mezzo circostante sotto forma di campi elettrici e di campi magnetici.

Abbiamo visto al § 93 che una linea produce la massima radiazione di onde elettromagnetiche, quando i due conduttori che la costituiscono sono posti ad una distanza l'uno dall'altro dell'ordine della lunghezza d'onda della corrente che li percorre. Infatti, in tal caso, le componenti elettriche e magnetiche del campo elettromagnetico prodotte da un filo percorso dalla corrente in un senso, risultano in fase con le rispettive componenti del campo elettromagnetico prodotto dall'altro filo percorso dalla medesima corrente in senso opposto. Perciò lungo i conduttori si producono delle onde stazionarie di corrente e di tensione, come nelle antenne risonanti, dato che gli estremi liberi riflettono le onde retrocedendole con fase adatta, mentre nello

spazio si producono delle onde progressive, cioè delle onde elettromagnetiche.

Avvicinando i due conduttori di linea, i campi elettrici e i campi magnetici di un filo raggiungono quelli dell'altro filo con uno sfasamento che continua ad aumentare con il diminuire della distanza, tant'è che, se i due fili potessero occupare la stessa posizione, i campi dell'uno risulterebbero in opposizione ai campi dell'altro e si annullerebbero a vicenda, per cui non si avrebbe radiazione alcuna.

È evidente allora che se la linea di trasmissione viene costruita con due conduttori paralleli il più vicino possibile, compatibilmente con le altre esigenze meccaniche ed elettriche della linea, l'irradiazione viene ridotta al minimo, ma non certo annullata. Nella linea si hanno ancora, anche se ridotte d'ampiezza, delle onde stazionarie. Ciò significa che parte dell'energia conferita alla linea, giunta al carico, si riflette e ritorna al generatore, mentre la rimanente viene dal carico utilizzata.

In pratica l'irradiazione di una linea può ritenersi nulla, quando la distanza tra i due conduttori è inferiore all'1% della lunghezza d'onda.

Operando, p.e., con una frequenza di 20 MHz, a cui corrisponde una lunghezza d'onda di 15 m, la distanza tra i due conduttori non deve superare i 15 cm.

Tuttavia l'irradiazione lungo la linea di trasmissione può verificarsi per altri motivi.

Se l'antenna presenta un'impedenza in parte reattiva, perchè fuori risonanza, rimanda indietro parte dell'energia ricevuta e nella linea di trasmissione si verifica, sia pure parzialmente, il fenomeno delle onde stazionarie e quindi l'irradiazione di onde elettromagnetiche.

Lo stesso fenomeno si verifica se l'impedenza dell'antenna non si adatta all'impedenza caratteristica della linea.

Vediamo di chiarire questo secondo concetto, definendo innanzi tutto l'*impedenza caratteristica della linea.*

Una buona linea di trasmissione deve avere, come già detto, una resistenza ohmica e una reattanza trascurabili, affinchè non si verifichino in essa nè perdite, nè riflessioni.

Sembrerebbe allora che la corrente debba tendere all'infinito. In effetti invece si può misurare che essa non solo ha valore finito, ma risulta proporzionale alla tensione applicata.

Infatti se si trascurano le costanti dispersive R e G, la linea può considerarsi costituita da un insieme di moltissimi circuiti LC elementari come rappresentati in fig. 11-17.

Ogni circuito elementare si comporta analogamente ad un piccolo circuito accordato e presenta perciò una certa resistenza d'ingresso. È appunto tale resistenza che limita il valore della corrente e lo rende proporzionale alla tensione.

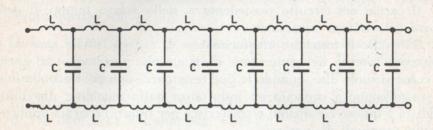



Fig. 11-17 - Induttanza e capacità distribuite in una linea di trasmissione a radiofrequenza

A tale resistenza si dà il nome d'*impedenza caratteristica Zo* della linea di trasmissione. Non si tratta evidentemente di una vera e propria impedenza, tuttavia esprime il rapporto tra la tensione applicata alla linea e la corrente che in essa fluisce.

L'impedenza caratteristica Zo, tralasciando le costanti dissipative R e G della linea, viene calcolata con l'espressione

$$Zo = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (11\text{-}10)$$

dove L e C sono rispettivamente l'impedenza e la capacità per l'unità di lunghezza. Essa dunque è indipendente dalla frequenza del segnale di trasmissione e dalla lunghezza della linea, ma dipende esclusivamente dalla distanza dei due conduttori di linea (aumentando la distanza diminuisce C) e dal loro diametro (aumentando il diametro diminuisce la L).

Affinchè il segnale RF applicato alla linea di trasmissione venga da questa trasferito senza subire attenuazioni per riflessione, occorre che l'impedenza caratteristica, e cioè il rapporto L/C, sia costante lungo tutta la linea, in modo che anche il rapporto tra la tensione e

la corrente risulti costante e quindi uguale alla resistenza apparente che la linea oppone alla corrente.

Questa condizione si verifica quando l'induttanza e la capacità sono uniformemente distribuite lungo tutta la linea di trasmissione, quando cioè i circuiti elementari *LC* sono perfettamente uguali tra loro e perciò hanno la medesima resistenza.

Ogni circuito elementare, poichè provvede a trasferire l'energia al circuito successivo, costituisce, all'effetto del trasferimento dell'energia, il carico del circuito precedente e, nello stesso tempo, il generatore del circuito successivo.

Dato che il massimo trasferimento di energia si ha quando la resistenza interna del generatore è uguale alla resistenza del carico (o, come si suole dire, quando le due resistenze sono adattate), la linea di trasmissione a capacità ed induttanza uniformemente distribuite soddisfa a queste condizioni e trasferisce per intero l'energia applicata ai suoi terminali di ingresso.

Evidentemente le stesse condizioni devono verificarsi anche per il circuito che alimenta la linea (trasmettitore oppure antenna ricevente) e per il circuito che per ultimo assorbe energia (antenna trasmittente oppure ricevitore), nel senso che anch'essi devono avere un'impedenza (di uscita per i primi e di entrata per i secondi) uguale a quella caratteristica della linea.

Da qui il problema dell'adattamento di impedenza tra trasmettitore, linea di trasmissione e antenna trasmittente, oppure tra antenna ricevente, linea di trasmissione e ricevitore.

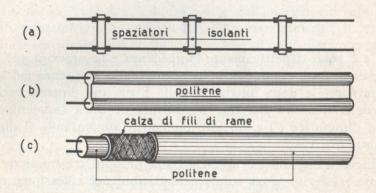



Fig. 11-18 - Struttura di una linea bifilare in aria (a), di una piattina in politene (b) e di una linea bifilare schermata (c)

Abbiamo finora considerato *le linee di trasmissione a conduttori paralleli.* Esiste però anche un altro tipo di linea: il *cavo coassiale.* Esso è costituito da un conduttore a forma cilindrica cava che racchiude nel suo interno il secondo conduttore perfettamente disposto sull'asse del primo, come rappresentato in fig. 11-19.

Il cavo coassiale si comporta, all'effetto del trasferimento dell'energia, in modo analogo alla linea a conduttori paralleli.

Le linee adottate con maggiore frequenza per trasmettere l'energia a radiofrequenza sono:

a) *le linee bifilari isolate in aria*, la cui impedenza caratteristica può essere variata a piacere variando la sezione e la distanza tra i conduttori (fig. 11-18 a);

b) *le piattine bifilari isolate in politene* aventi l'impedenza di 75 ohm, di 150 ohm e di 300 ohm (fig. 11-18 b);

c) *i cavi bifilari schermati* costituiti da due conduttori isolati in politene racchiusi in uno schermo metallico attuato con una calza di fili di rame; la schermatura ha lo scopo di ridurre l'eventuale irradiazione (fig. 11-18 c);

d) *i cavi coassiali* costituiti da un tubo metallico, generalmente flessibile, sull'asse del quale corre un altro conduttore tenuto centrato o da isolatori (fig. 11-19 a) o da un dielettrico solido flessibile (fig. 11-19 b); l'impedenza caratteristica di tali cavi può essere di 75 ohm, di 50 ohm e di 36 ohm.

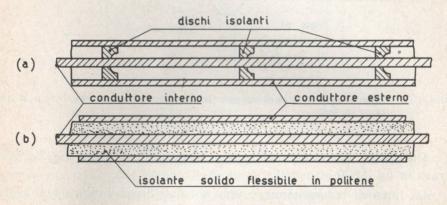



FIG. 11-19 - Strutture di cavi coassiali

Vediamo qualche tipo di adattamento tra antenna e linea di trasmissione scelto tra quelli di uso più comune.

Occorre innanzi tutto precisare che il problema dell'adattamento di impedenza riguarda solamente la riduzione delle perdite nella linea, allo scopo di facilitare l'invio all'antenna trasmittente della potenza disponibile al trasmettitore (oppure l'invio al ricevitore della potenza disponibile all'antenna ricevente), ma non riguarda affatto le caratteristiche dell'antenna, cioè la resistenza di radiazione, il rendimento, il diagramma di radiazione o di ricezione e il guadagno, che non risentono di un eventuale erroneo adattamento di impedenza.

È ovvio che un dipolo a mezza lunghezza d'onda, la cui resistenza di radiazione si aggira sui 70-80 ohm (a seconda dell'influenza del suolo) può essere alimentato direttamente al centro con una piattina o con un cavo aventi l'impedenza caratteristica di 75 ohm. Il cavo coassiale, per frequenze superiori a 30 MHz, presenta l'inconveniente di uno sbilanciamento, in quanto l'accoppiamento del conduttore esterno con l'antenna differisce da quello del conduttore interno.

Normalmente le linee di trasmissione hanno impedenze caratteristiche superiori alle impedenze proprie delle antenne, per cui si rende necessario l'adattamento di impedenza.

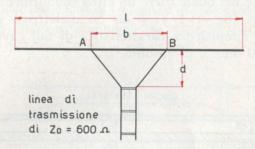



Fig. 11-20 - Adattamento di impedenza antenna-linea con adattore del tipo a Δ (attacco a delta)

Un tipo di adattamento è quello denominato *attacco a delta*, illustrato in fig. 11-20.

La linea di trasmissione è una normale linea bifilare con isolamento in aria fino ad una distanza *d* dall'antenna. A questo punto i

due conduttori si allontanano l'uno dall'altro e vengono collegati alla antenna in punti simmetrici rispetto al punto centrale.

Abbiamo detto al punto a) che l'impedenza propria di una antenna varia da un minimo (nei nodi di tensione) ad un massimo (nei nodi di corrente); perciò, scegliendo opportunamente i punti simmetrici A e B, si può ottenere che fra questi esista un'impedenza pari a quella caratteristica della linea.

Dobbiamo però considerare che il divaricarsi dei due conduttori di linea comporta una graduale diminuzione della capacità distribuita, a cui corrisponde un aumento di reattanza e quindi un aumento della impedenza.

Questo tipo di adattamento è molto critico e i valori della lunghezza l dell'antenna, e delle dimensioni d e b devono essere accuratamente calcolati, in base alla frequenza su cui l'antenna deve oscillare, con le seguenti formule valevoli per le linee bifilari di 600 ohm di impedenza caratteristica e per un dipolo costruito con filo.

$$l = 142{,}5/f \qquad d = 45/f \qquad b = \begin{cases} 35{,}9/f & \text{per } f > 30 \text{ MHz} \\ 34{,}5/f & \text{per } f < 30 \text{ MHz} \end{cases}$$

dove f deve essere espresso in MHz per ottenere tutte le misure in metri.

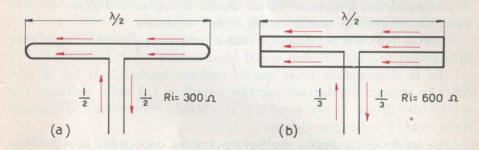



Fig. 11-21 - Adattamento di impedenza antenna-linea ottenuto mediante un dipolo ripiegato a due elementi radianti (a) e a tre elementi radianti (b)

Un altro tipo di adattamento è quello del *dipolo multiplo* particolarmente usato nel campo delle onde ultracorte.

È noto che se un dipolo a $\lambda/2$ è alimentato al centro, esso irradia una potenza $Pi = RI^2$, dove R è l'impedenza d'ingresso e I la

corrente al centro del dipolo (corrente massima). Lo stesso vale per un dipolo ricevente: in esso il campo elettromagnetico induce una potenza $Pi = RI^2$, dove R e I rappresentano ancora rispettivamente l'impedenza di ingresso e la corrente al centro del dipolo.

Se ora si pone un conduttore supplementare in parallelo al dipolo, come rappresentato in fig. 11-21 a), si ottiene un *dipolo ripiegato*. A parità di potenza P, la corrente I totale nei due conduttori è la stessa che prima si aveva in un solo conduttore, perchè in essi le fasi delle correnti e delle tensioni sono le medesime. Più propriamente se i due conduttori hanno la stessa impedenza R, la corrente si suddivide in due parti uguali, e in ogni conduttore vale $I/2$.

Indicando con R_1 l'impedenza d'ingresso misurata al centro del dipolo ripiegato, si ha

$$P = RI^2 = R_1 \left(\frac{1}{2} I \right)^2$$

cioè

$$RI^2 = \frac{1}{4} R_1 I^2$$

da cui

$$R_1 = 4\ R$$

L'impedenza d'ingresso di un dipolo ripiegato è dunque quattro volte più grande di quella di un dipolo semplice.

Perciò nel caso del dipolo a mezza lunghezza d'onda, l'impedenza di ingresso sale da 75 ohm a 300 ohm circa.

Se la disposizione fosse quella indicata in fig. 11-21 b), la corrente in ciascun conduttore sarebbe uguale a 1/3 della corrente che si avrebbe in un dipolo semplice e pertanto l'impedenza d'ingresso diverrebbe 9 volte più elevata.

In tal modo il dipolo multiplo permette un ottimo adattamento per le linee o cavi di trasmissione aventi l'impedenza caratteristica di 300 o di 600 ohm.

Nel caso che i conduttori del dipolo ripiegato non abbiano lo stesso diametro, l'impedenza d'ingresso può essere minore o maggiore di 300 ohm. Infatti quando il conduttore ausiliario ha diametro maggiore di quello del dipolo, in esso l'autoinduzione e l'impedenza sono minori rispetto a quella del dipolo semplice, e maggiore è perciò la corrente e quindi l'impedenza complessiva del dipolo ripiegato.

Nel caso che il diametro del conduttore ausiliario sia minore di quello del dipolo semplice, avviene l'inverso e l'impedenza complessiva del dipolo ripiegato risulta inferiore a 300 ohm.

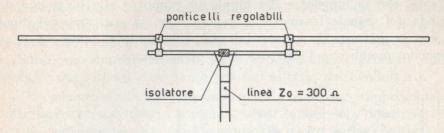



Fig. 11-22 - Adattamento di impedenza antenna-linea con adattatore del tipo a T (attacco a T)

Un adattamento d'impedenza simile a quello del dipolo ripiegato è ottenuto con il sistema detto *attacco a T*.

Esso consiste in un radiatore a mezza lunghezza d'onda e in due conduttori di adattamento, costituenti il tratto inferiore di fig. 11-22, collegati al radiatore mediante due ponticelli regolabili. Variando la distanza tra i due ponticelli, si regola l'adattamento d'impedenza, in base alla frequenza del segnale di ingresso, in modo da ottenere le migliori condizioni di utilizzazione della potenza disponibile. Questo sistema dà risultati migliori di quelli del dipolo ripiegato, per frequenze inferiori a 30 MHz.

99 - PRINCIPALI TIPI DI ANTENNE

Il dipolo del quale ci siamo serviti per spiegare le caratteristiche e il principio di funzionamento delle antenne, rappresenta il più semplice tipo di antenna radio. Ne esistono, tuttavia, moltissimi altri e la scelta dipende dalla frequenza e dalla potenza dell'onda che si vuole irradiare, dalla portata che si vuole raggiungere e dalla direttività di propagazione.

Accenniamo ai tipi principali, partendo ancora dal dipolo, la cui trattazione va completata con altre utili considerazioni sui diagrammi di radiazione.

1 - Il dipolo o antenna di Hertz

Abbiamo detto che la radiazione di un dipolo non è uniforme in tutte le direzioni, ma varia con l'angolo rispetto al conduttore radiante, con la lunghezza del dipolo in rapporto alla lunghezza dell'onda del segnale trasmesso o captato, con la posizione del dipolo e con la presenza di corpi solidi che, riflettendo le onde che li colpiscono, modificano l'intensità delle onde dirette.

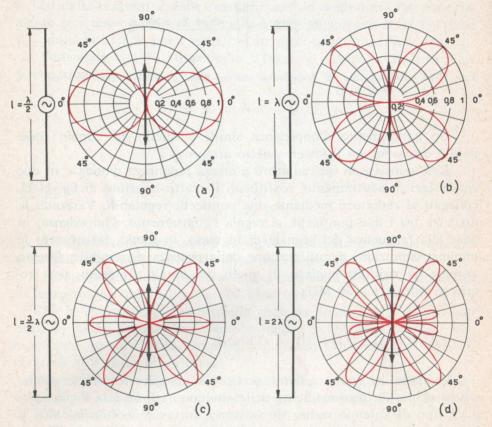



FIG. 11-23 - Diagrammi di radiazione nello spazio libero sul piano in cui giace l'asse del conduttore di un dipolo di lunghezza pari a λ 2 (a), a λ (b), a 1,5 λ (c) e a 2 λ (d)

Consideriamo dapprima i diagrammi di radiazione relativi a dipoli di varie lunghezze, tutte multiple di mezza lunghezza d'onda del

segnale, supponendo che gli stessi dipoli siano disposti verticalmente nello spazio libero, ossia infinitamente lontani da qualsiasi corpo solido.

I diagrammi di fig. 11-23 sono ottenuti intersecando i rispettivi solidi di radiazione con un qualunque piano che contenga il conduttore, indipendentemente dal suo orientamento, e ciò in conseguenza del fatto che i dipoli, non essendo influenzati, dànno luogo a solidi di radiazione simmetrici quali sono appunto quelli generati dalla rotazione degli stessi diagrammi attorno all'asse del conduttore.

Il segmento verticale delimitato dalle frecce non rappresenta il conduttore che costituisce l'antenna, bensì la sua sola direzione. Infatti si deve immaginare che l'antenna sia molto corta e tutta concentrata al centro del diagramma.

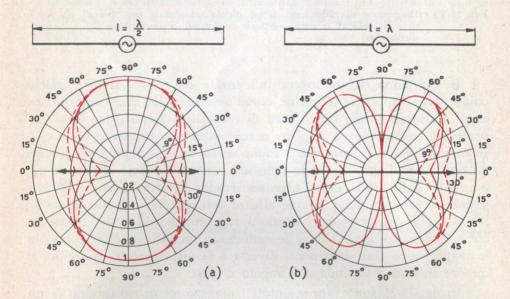



FIG. 11-24 - Diagrammi di radiazione di dipoli orizzontali ottenuti in piani di 9°, di 15° e di 30° rispetto all'orizzontale

Se invece il dipolo è in posizione orizzontale, l'intensità relativa di campo dipende dalla direzione in cui si trova la stazione ricevente rispetto alla direzione del conduttore d'antenna. Per determinare la direttività del dipolo vengono allora considerate le intensità di ra-

diazione corrispondenti a direzioni intermedie tra quelle del piano verticale e quelle del piano orizzontale. Normalmente vengono considerati gli angoli di 9°, di 15° e di 30° rispetto all'orizzontale, a cui corrispondono i diagrammi di direttività rappresentati in fig. 11-24 relativi a dipoli di mezza lunghezza d'onda e ad onda intera.

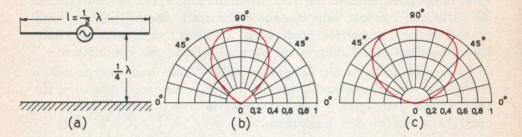



Fig. 11-25 - Diagrammi di radiazione di un dipolo orizzontale con altezza dal suolo di λ/4, relativi a piani verticali contenenti il conduttore (b) e perpendicolari ad esso (c)

Se l'antenna risulta invece influenzata da corpi solidi, in particolare dalla superficie terrestre, come avviene nella quasi totalità dei casi, la simmetria dei diagrammi di radiazione viene a mancare, soprattutto se l'antenna è disposta orizzontalmente. Infatti le onde elettromagnetiche che l'antenna irradia verso terra vengono da questa riflesse verso l'alto. Le onde riflesse assumono perciò direzioni già occupate dalle onde che l'antenna irradia direttamente. Di conseguenza, a seconda delle diverse altezze dell'antenna rispetto al suolo, le onde riflesse, in alcune direzioni raggiungono le onde dirette in concordanza di fase e perciò le rafforzano, mentre in altre direzioni le raggiungono con sfasamenti diversi e le attenuano in maggiore o minore misura a seconda dell'angolo di fase.

In fig. 11-25 sono rappresentati i diagrammi di radiazione di un dipolo orizzontale relativi al piano verticale contenente il conduttore, e al piano perpendicolare ad esso, tenendo conto anche dell'effetto di riflessione della superficie terrestre.

2 - Il semidipolo o antenna marconiana

Nel paragrafo precedente abbiamo detto che il semidipolo non è altro che un conduttore di lunghezza λ/4 con un estremo libero e

con l'altro estremo messo a terra e che il suo funzionamento può essere riportato a quello di un dipolo se si considera insieme al semidipolo, la sua antenna immagine rispetto al piano di terra.

In base a questa considerazione risulta evidente che:

a) l'impedenza di entrata del semidipolo è uguale alla metà di quella del dipolo alimentato nello stesso punto;

b) la potenza irradiata dal semidipolo è metà di quella irradiata dal dipolo corrispondente;

c) l'intensità del campo elettromagnetico generato dal semidipolo è uguale a quella del campo elettromagnetico generato dal dipolo corrispondente; senonchè, essendo l'antenna marconiana disposta in genere, verticalmente, la massima radiazione si ha nel piano orizzontale a cui corrisponde la massima ampiezza dell'onda terrestre.

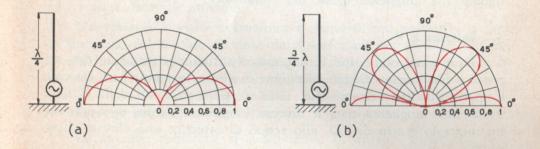



FIG. 11-26 - Diagrammi di radiazione nel piano verticale di antenne verticali collegate a terra di lunghezza uguale a λ/4 (a) e a 3/4 λ (b)

Infatti le caratteristiche di direttività delle antenne marconiane risultano evidenti dai diagrammi di radiazione di fig. 11-26, relativi ad antenne verticali collegate a terra di lunghezza pari a λ/4 e 3/4 λ.

Si osservi che quando l'altezza dell'antenna è minore di 3/4 λ la radiazione è concentrata lungo l'orizzonte (propagazione terrestre), mentre per altezze maggiori appaiono anche dei lobi di radiazione diretti secondo un certo angolo sull'orizzonte, a cui corrisponde una propagazione spaziale.

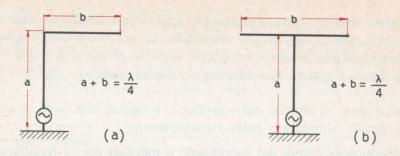



FIG. 11-27 - Antenne collegate a terra: ad L rovesciato (a) e a T (b)

Casi particolari molto semplici di antenne collegate a terra si ottengono ripiegando l'estremità libera del conduttore parallelamente al suolo, come nelle antenne a L rovesciato e a T (fig. 11-27): si trova sperimentalmente che la loro frequenza di risonanza è approssimativamente quella stessa di un semidipolo verticale avente l'altezza uguale alla lunghezza totale del conduttore.

3 - **Antenna a V**

È un particolare tipo di antenna direttiva, costituito da due antenne a filo lungo collegate alla linea di alimentazione ad un estremo e aperte all'altro estremo (fig. 11-28 a). Ciascun ramo della V deve avere una lunghezza pari a diverse lunghezze d'onda o meglio ad un multiplo esatto di λ/2, allo scopo di ottenere una elevata direttività.

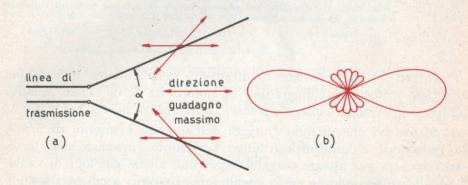



FIG. 11-28 - Antenna a V (a) e relativo diagramma di radiazione (b)

Infatti dai diagrammi di radiazione di fig. 11-23 si può osservare che con l'aumentare della lunghezza del conduttore aumentano anche le proprietà direttive, in quanto, anche se il diagramma si scinde in un certo numero di lobi, esistono sempre due lobi principali in corrispondenza dei quali si ottiene un guadagno molto elevato.

I due conduttori dell'antenna a V formano un certo angolo α. Scegliendo opportunamente l'ampiezza di tale angolo è possibile far coincidere tra loro le direzioni relative ai lobi di radiazione principali dei due conduttori.

In altre parole si tratta di far in modo che i lobi principali dei due fili risultino rafforzati in corrispondenza della bisettrice dell'angolo α, e che nelle altre direzioni la radiazione risulti indebolita o addirittura annullata, come rappresentato in fig. 11-28 b.

Per ottenere questo effetto di direttività l'ampiezza dell'angolo α deve essere uguale al doppio dell'angolo che un lobo principale forma con i conduttori di antenna.

L'antenna a V viene normalmente disposta con entrambi i rami in un piano orizzontale distante dalla superficie terrestre di almeno mezza lunghezza d'onda. I migliori risultati si ottengono quando la distanza tra antenna e terra corrisponde ad un'onda intera.

4 - Antenne rombiche

Le antenne rombiche si suddividono in antenne rombiche risonanti e in antenne rombiche non risonanti.

In fig. 11-29 è rappresentata una antenna rombica risonante. Essa può pensarsi costituita da due antenne a V, disposte nel medesimo piano orizzontale, libere ad una estremità e collegate con l'altra estremità alla linea di trasmissione.

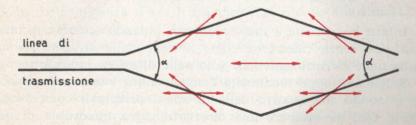



Fig. 11-29 - Antenna rombica risonante

La lunghezza di ciascun braccio deve essere un multiplo intero di mezza lunghezza d'onda e l'angolo α si determina con gli stessi criteri esposti per l'antenna a V, in modo cioè che le quattro direzioni principali di radiazione dei quattro lati del rombo coincidano, così da ottenere una direttività complessiva molto pronunciata nei due sensi indicati dalla freccia.

L'antenna rombica, presenta dunque le stesse proprietà direttive dell'antenna a V, però è preferibile a questa in quanto, a parità di lunghezza complessiva dei conduttori che la costituiscono, presenta un maggior guadagno.

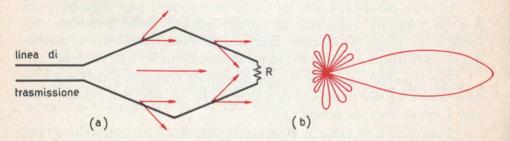



FIG. 11-30 - Antenna rombica non risonante (a) e relativo diagramma di radiazione (b)

L'antenna rombica non risonante ha una struttura meccanica simile a quella dell'antenna rombica risonante, ma differisce nettamente da questa per quanto riguarda il suo comportamento elettrico.

Infatti i due terminali opposti alla linea di alimentazione non sono liberi (fig. 11-30 a), ma sono chiusi su una resistenza R antiinduttiva di valore pari all'impedenza caratteristica dell'antenna, cioè a circa 700-800 ohm.

Le caratteristiche più importanti di questo tipo di antenna sono un alto guadagno e la unidirezionalità del grafico di radiazione (fig. 11-30 b).

Infatti la corrente a radiofrequenza, potendo scorrere in un solo senso cioè senza riflessione come avviene nelle antenne risonanti, irradia onde elettromagnetiche solo nelle direzioni indicate in figura.

Scegliendo opportunamente l'angolo α tra i lati radianti si può fare in modo che quattro delle direzioni principali coincidano tra di loro, così da ottenere una direttività circa quadrupla di quella di un solo lato.

5 - Antenne Yagi

L'antenna Yagi, rappresentata in fig. 11-31, ben nota per la sua comune applicazione ai ricevitori a modulazione di frequenza e ai televisori, è costituita da un dipolo ripiegato con linea al centro, da un dipolo riflettore isolato e, se necessario, da uno o più dipoli direttori, pure isolati.

È questa una antenna a radiazione unidirezionale che permette un guadagno notevolmente superiore a quello degli altri tipi di antenna illustrati precedentemente.

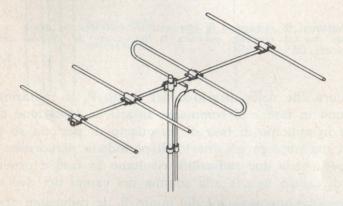



FIG. 11-31 - Antenna Yagi costituita da un dipolo ripiegato, da un riflettore e da due direttori

Per comprendere il funzionamento dell'antenna Yagi, consideriamo due dipoli disposti l'uno parallelo all'altro ad una distanza d (fig. 11-32 a). Il dipolo A è alimentato, mentre il dipolo B, detto *elemento parassita*, è isolato. Questo capta l'energia del campo emesso dal dipolo A e la reirradia con una fase ed una ampiezza che dipendono dalla distanza d tra i due elementi e dalla lunghezza l del dipolo parassita.

È evidente allora che il campo nei vari punti dello spazio risulta definito dalla somma vettoriale dei campi dei due dipoli.

Supponiamo, per il momento, che la distanza d tra i due dipoli sia $\lambda/4$ e che la lunghezza l del dipolo parassita sia tale da determinare in quest'ultimo una corrente indotta sfasata di 90° in anticipo sulla corrente oscillante nel dipolo induttore A.

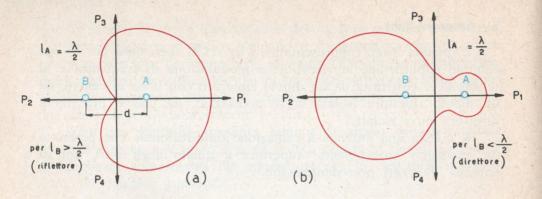



FIG. 11-32 - Diagrammi di radiazione di una antenna costituita da dipolo A accoppiato con un elemento parassita B funzionante da riflettore (a) e da direttore (b)

Si ha allora che nella direzione del punto P_1 le radiazioni dei due dipoli sono in fase e si sommano. Infatti la radiazione del dipolo B parte in anticipo di fase di un quarto di periodo su quella del dipolo A, ma impiega un quarto di periodo a percorrere la distanza $\lambda/4$, per cui le due radiazioni risultano in fase e producono un'intensità di campo uguale alla somma dei campi dei due dipoli.

Nella direzione opposta, cioè del punto P_2, le radiazioni arrivano in opposizione di fase e si elidono, come è chiaramente illustrato in fig. 11-32 a. Infatti la radiazione parte da A in ritardo di un quarto di periodo rispetto a quella di B e raggiunge questa con un ulteriore ritardo di un quarto di periodo, cioè un ritardo complessivo di 180°.

Nelle direzioni perpendicolari al piano di giacenza dei dipoli ed equidistanti da A e B, le radiazioni arrivano sfasate di 90° e se sono della stessa intensità, il campo risultante è $\sqrt{2}$ volte maggiore di quello di una sola antenna.

La radiazione complessiva avviene quindi in un solo senso, ma, in questo caso, con una direttività piuttosto scarsa e il diagramma di radiazione assume la forma di un *cardioide* (fig. 11-32 a).

Poichè la corrente nel dipolo parassita risulta in anticipo od in ritardo a seconda che la sua lunghezza l è maggiore o minore di $\lambda/2$, variando l e d si può ottenere il diagramma di radiazione voluto.

I migliori risultati di direttività si ottengono quando la distanza tra i due dipoli è $0{,}1 \div 0{,}15\ \lambda$; in questo caso se la lunghezza del

dipolo parassita è maggiore di $\lambda/2$, la corrente in esso è in anticipo e il verso di radiazione va dall'elemento parassita B (detto in tal caso *riflettore*) verso il dipolo A, mentre se la lunghezza dell'elemento parassita è minore di $\lambda/2$, la corrente in esso è in ritardo e il verso della radiazione (fig. 11-32 b) va dal dipolo induttore A verso il dipolo parassita B (detto in tal caso *direttore*).

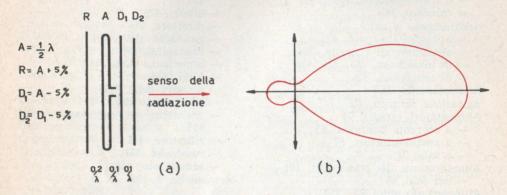



FIG. 11-33 - Antenna Yagi con un riflettore R, due direttori D_1 e D_2 e un dipolo uguale a $\lambda/2$.

È evidente che combinando opportunamente un dipolo ripiegato con un riflettore da una parte e con uno o più direttori dall'altra, come rappresentato in fig. 11-33 a), in cui sono date le distanze *d* tra i dipoli e le loro lunghezze relative, si ottiene un diagramma di radiazione unidirezionale molto pronunciato (fig. 11-33 b).

Normalmente la lunghezza del riflettore è del 5% maggiore di quella del dipolo ripiegato, mentre le lunghezze dei direttori vanno decrescendo del 5% rispetto alla lunghezza dell'elemento che li precede.

INDICE ANALITICO